

# l'antenna

MENSILE  
DI  
TECNICA  
ELETTRONICA

2



**PRESTEL**

20154 MILANO - C.so Sempione, 48

***Il nuovo stabilimento  
per una produzione  
qualitativamente superiore***



# GELOSO

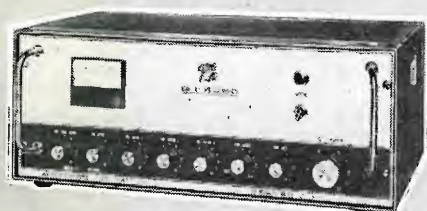
DAL 1933



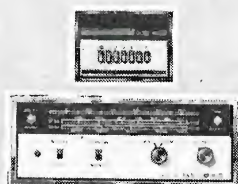
***produce la più completa  
gamma di componenti per  
impianti di amplificazione***



- MICROFONI
- MISCELATORI
- AMPLIFICATORI  
A VALVOLE ED A  
TRANSISTORI PER  
QUALSIASI IMPIEGO  
E PROFESSIONALI
- ALTOPARLANTI  
HI-FI E HEAVY DUTY
- CUFFIE
- TROMBE  
ESPONENZIALI
- REGISTRATORI  
A BOBINA,  
COMPACT-CASSETTE,  
STEREO PACK
- SINTONIZZATORI  
RADIO-FILODIFFUSIONE
- GIRADISCHI  
AUTOMATICI



AMPLIFICATORI PROFESSIONALI



SINTONIZZATORI  
AM/FM E FD

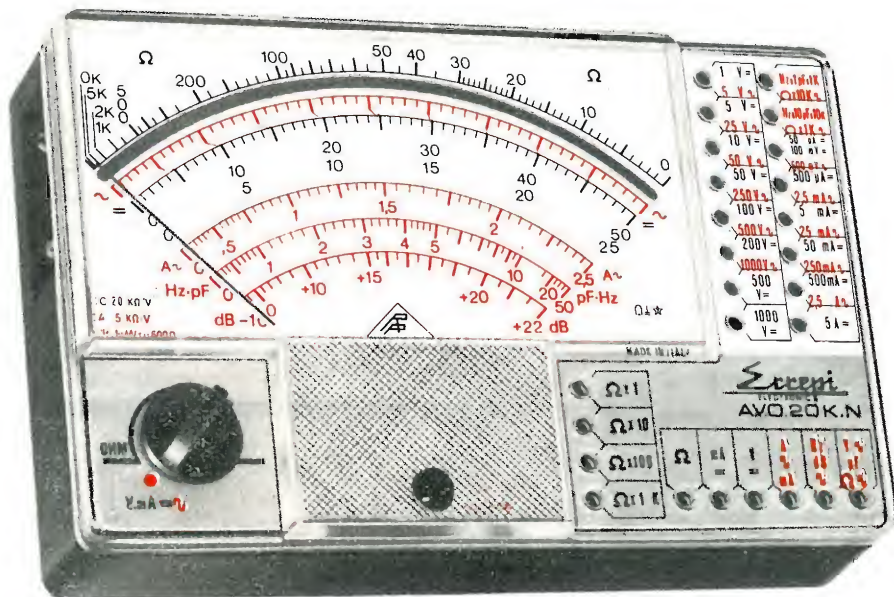


ALTOPARLANTI



TROMBE ESPONENZIALI

**GELOSO S.p.A. - VIALE BRENTA, 29 - 20139 MILANO**



ANALIZZATORE A.V.O. 20 K.N. (con dispositivo di protezione) 20.000  $\Omega/V$ .

DESCRIZIONE

1. Minimo ingombro mm. 140x90x35 e peso grammi 350, un grande strumento dalle piccole dimensioni. — 2. Circuito stampato portante i vari componenti costruiti con materiali speciali ad altissimo isolamento. — 3. Assenza totale di commutatori rotanti e quindi di falsi contatti dovuti all'usura ed a guasti meccanici. — 4. Jack di contatto di concezione completamente nuova.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Volt cc. (20.000 ohm/volt) 9 portate: 100 mV - 1 V - 5 V - 10 V - 50 V - 100 V - 200 V - 500 V - 1000 V. — Amp. cc. 6 portate: 50  $\mu A$  - 500  $\mu A$  - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A. — Volt. ca (5.000 ohm/volt) 7 portate: 500 mV - 25 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V. — Amp. ca. 4 portate: 2,5 mA - 25 mA - 250 mA - 2,5 A. — Ohm cc. 4 portate: con alimentazione a batteria da 3 Volt - 10.000-100.000 ohm - 1-10 Megaohm. — Ohm ca: 2 portate, con alimentazione 220 V ca. - 10-100 Megaohm. — Rivelatore di reattanza: 1 portata. Da 0 a 10 Megaohm. — Misure di frequenza: 3 portate. 50-500-5000 Hz. — Misure di uscita: 7 portate, 500 mV - 5 V - 25 V - 50 V - 250 V - 500 V - 1000 V — Decibels. 5 portate da — 10a + 62 dB. — Capacimento in ca: 2 portate, alimentazione Volt 220. 50.000-500.000 pF. — Capacimento in cc.: 2 portate - 20-200  $\mu F$ . — Dispositivo di protezione dello strumento contro sovraccarichi e inserzioni errate. — In vendita completo di astuccio, puntali, pila, manuale di istruzione.

I PREZZI INDICATI SI INTENDONO NETTI FRANCO NS. STABILIMENTO.

L. 12.900

ANALIZZATORE DIGITAL' A.V.O. MOD 807

Il DIGITAL Mod. 807 è uno strumento di laboratorio dalle elevate prestazioni (4 cifre, precisione 0,1% delle misure, elevata stabilità, sicurezza di funzionamento, accurata scelta dei componenti ecc.) realizzato sulla base delle più aggiornate tecnologie.

La sua semplicità di impiego ed il suo costo limitato lo mettono alla portata anche di quei tecnici che desiderano effettuare una vasta gamma di misure precise senza dover ricorrere a diversi costosi strumenti.

Tra le importanti prestazioni dello strumento vi è infatti l'impiego come frequenzimetro digitale a quattro cifre.



NOVITA' / ECCEZIONALE al prezzo netto di L. 320.000, franco ns stabilimento

CARATTERISTICHE PRINCIPALI

Presentazione a 4 cifre con tubi tipo NIXIE  
Indicazione di Fondo Scala.  
Indicazione automatica di polarità.  
Indicazione punto decimale.

PORTATE

V. c. c. 1 - 10 - 100 - 1000 V.  
V. c. a. 1 - 10 - 100 - 500 V.  
I. c. c. 1 - 10 - 100 - 1000 mA.  
I. c. a. 1 - 10 - 100 - 1000 mA.  
R 100  $\Omega$  - 1 K  $\Omega$  - 10 K  $\Omega$  - 100 K  $\Omega$   
1 M  $\Omega$   
10 M  $\Omega$

PRECISIONE

$\pm 0,1\%$  della lettura  $\pm 0,05\%$  del F.S.  
 $\pm 0,2\%$  » »  $\pm 0,1\%$  » »  
 $\pm 0,1\%$  » »  $\pm 0,05\%$  » »  
 $\pm 0,2\%$  » »  $\pm 0,1\%$  » »  
 $\pm 0,5\%$  » »  $\pm 0,1\%$  » »  
 $\pm 1\%$  » »  $\pm 0,5\%$  » »  
 $\pm 5\%$  » »  $\pm 1\%$  » »

ALTRE CARATTERISTICHE

Alimentazione: 220 V.  $\pm 10\%$  - 50 Hz. - Consumo: 20 VA - Dimensioni: 230 mm x 95 mm x 180 mm. - Peso. Kg. 3

Misura di frequenze da 10 Hz. a 9999 Hz.  
 $\pm 0,05\%$

CMRR a 50 Hz = 120 dB

NMRR a 50 Hz = 60 dB

Campo di frequenza per le misure in c. a. nei limiti delle precisioni indicate: 50 Hz  $\div$  5 KHz. Impedenza di ingresso 10 M  $\Omega$  - 50 pF

ANALIZZATORE A.V.O. 50 K L. 14.900 - ANALIZZATORE A.V.O. 20 K L. 11.500 - VOLTMETRO ELETTRONICO A.V.O. 7/E L. 39.900 - OSCILLATORE A.M.F.M. 30 L. 28.000 - OSCILLATORE B.F. 40 L. 47.000 - SIGNAL LAUNCHER RADIO L. 3.600 - SIGNAL LAUNCHER T.V. L. 3.800.

Visitateci alla Fiera Campionaria di Milano Pad. 33 - Stand 33106





Costruzione di grande specializzazione realizzata dalle

Officine Meccaniche Antonio Banfi

## sintonizzatore VHF/UHF CON DIODI VARICAP E DI COMMUTAZIONE

Questo nuovo selettore  
consente la ricezione  
delle trasmissioni tele-  
visive nelle seguenti bande:

1° MHz  
3° MHz  
4°+5° MHz

RAI	CCIR
50 ÷ 88	44 ÷ 70
170 ÷ 234	170 ÷ 234
460 ÷ 790	460 ÷ 790

Complessi meccanici delle  
Officine di Precisione

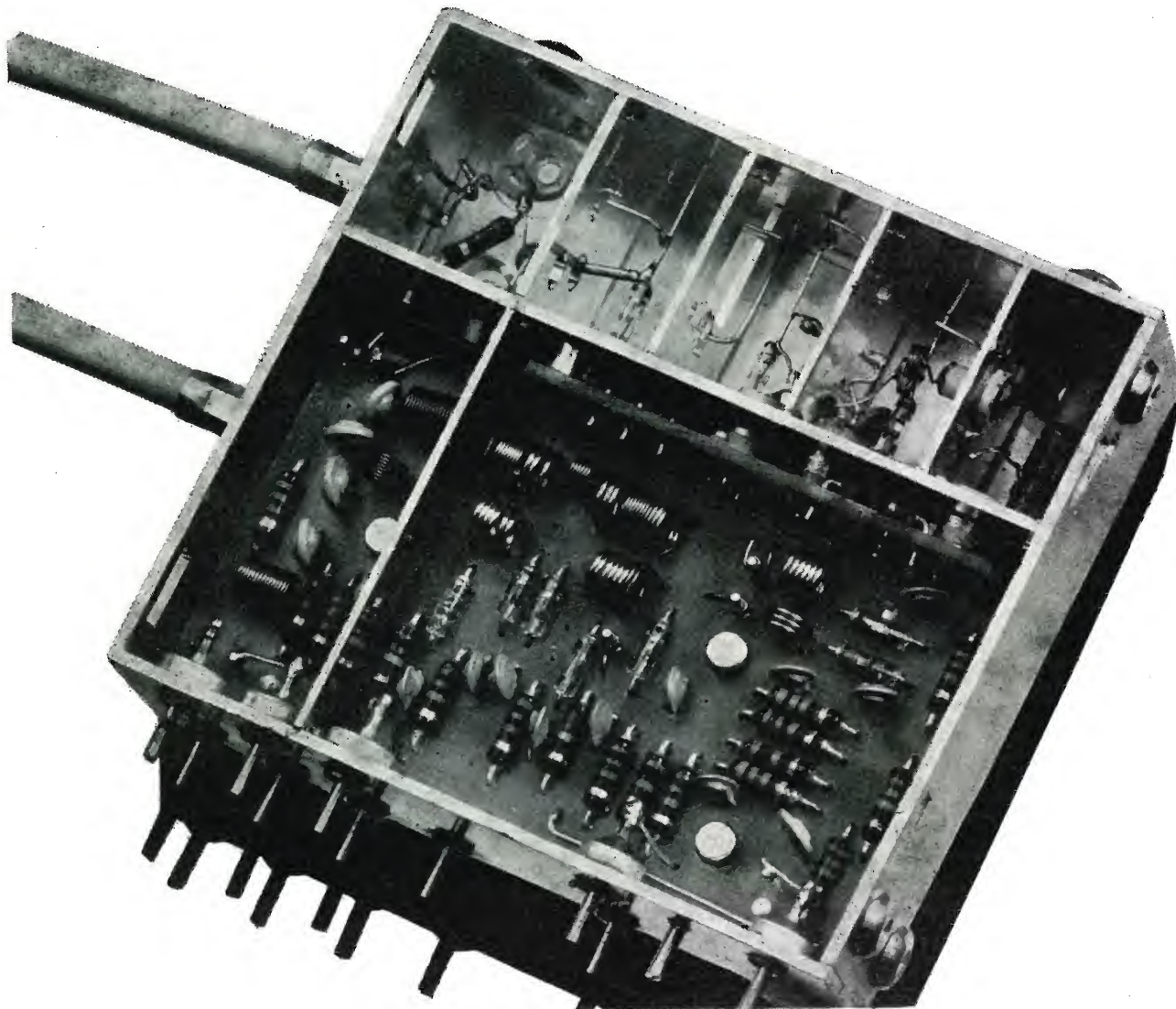
*Elevata stabilità nel ripristino di sintonia  
Minimo ingombro (dimensioni mm 83x87x29)  
Possibilità di sistemazione in zona fredda del televisore  
Assenza di microfonicità e di falsi contatti  
Possibilità di predisposizione di un numero qualsivoglia  
di canali, in associazione ad una tastiera Preomat®*

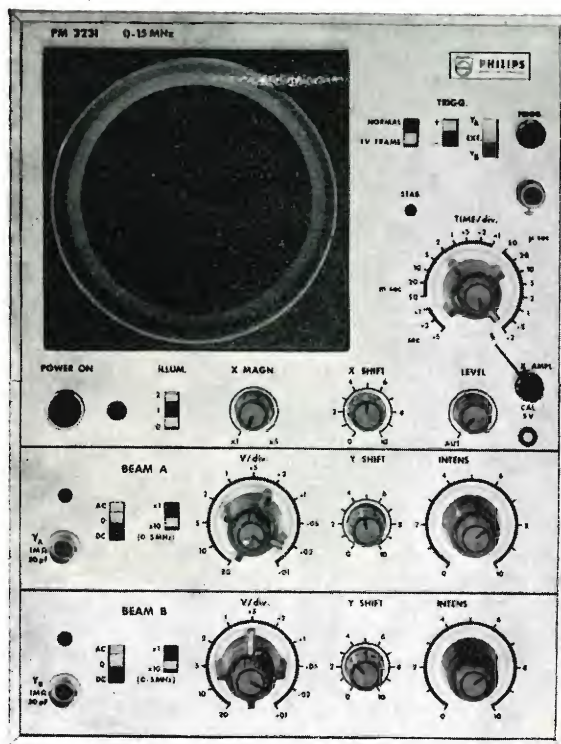
ANGELMANN

09002001

**Antonio Banfi**

20021 BARANZATE/MILANO VIA MONTE SPLUGA 16 - TEL. 990.1881 (4 LINEE)





**PM 3231**  
**15 MHz: 10mV**  
**5 MHz: 1mV**

# Oscilloscopio Philips PM 3231

## maggiori prestazioni ad un prezzo inferiore

L'oscilloscopio Philips da 15 MHz ha un TRC a doppio raggio, due linee di ritardo e costa meno.

Il PM 3231 è un oscilloscopio per impieghi generali dotato di tutti gli accorgimenti necessari per eseguire accurate misure di impulsi.

Paragonate le caratteristiche. Paragonate i prezzi e troverete che è imbattibile.

Spiegazione. Il PM 3231 è un oscilloscopio, di recente progettazione con

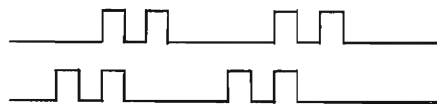
linee di ritardo e con componenti d'avanguardia come i FET (transistori ad effetto di campo). Esso ha due raggi come il PM 3230 che è l'oscilloscopio a doppio raggio più venduto d'Europa. Questo spiega il prezzo contenuto.

Perché due raggi? Perché sono necessari se volete conoscere dove e quando state triggerando.

La commutazione del raggio a tempo parziale può portare a dei risultati

errati perché può mancare una parte significativa dell'inizio della traccia.

Ad esempio: portate questo segnale ad entrambi i canali di un oscilloscopio con commutatore elettronico e Vi potrà capitare di vedere questo:



un fatto facilmente dimostrabile.

Perché le linee di ritardo? Perché sono essenziali se volete vedere correttamente i fronti iniziali.

Altre caratteristiche comprendono la sincronizzazione da entrambi i canali. La deriva è controreazionata e virtualmente eliminata (Alla massima sensibilità è minore di 1/4 di divisione in 24 ore).

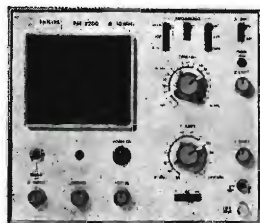
Così se la larghezza di banda lo permette, e 15 MHz lo permettono, potete pensare ad un vero doppio raggio non ad una doppia traccia.

Se volete quindi il meglio, per meno, pensate al PM 3231 PHILIPS.

Per più dettagliate informazioni, rivolgetevi a:

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA  
 Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - telefono 6994

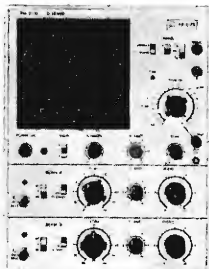
### Alcuni degli imbattibili Philips della gamma 0-15 MHz



**PM 3200**  
 10 MHz : 2 mV  
 Portatile



**PM 3221**  
 10 MHz : 10 mV  
 Linea di ritardo



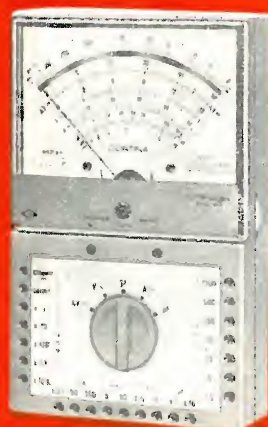
**PM 3230**  
 10 MHz : 20 mV  
 Doppio raggio

Una progettazione di prim'ordine negli oscilloscopi Philips

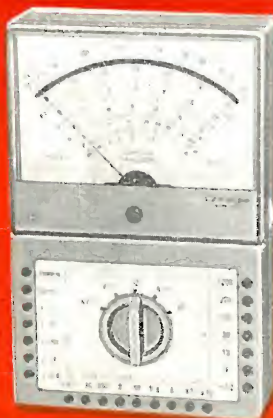


STRUMENTI DI MISURA E DI PROVA

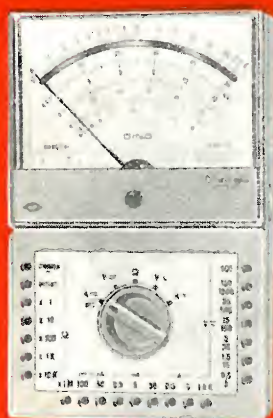




Portata 30  
20.000 Ω/V cc-ca



Portata 30  
40.000 Ω/V cc-ca



Portata 51  
20.000 Ω/V cc

## CORTINA analizzatore universale con dispositivo di protezione e capacimetro

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.

STRUMENTO a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1 40 μA.

OHMMETRO in cc: completamente alimentato da pile interne: lettura da 0,05 Ohm a 100 MOhm.

OHMMETRO in ca: alimentato dalla rete 125 - 220 V; portate 10 - 100 MΩ.

COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettrici professionali di qualità.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.

INIEITTORE di segnali universale USI, a richiesta, transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 e 500 KHz, frequenze armoniche fino a 500 MHz.

Acc	50	500 μA	5	50 mA	0,5	5 A		
Aca		500 μA	5	50 mA	0,5	5 A		
Vcc	100 mV	1,5	5	15	50	150	500	150 V (30KV)*
Vca		1,5	5	15	50	150	500	150 V
VBF		1,5	5	15	50	150	500	150 V
Ωcc	da -20 a +66 dB							
dB	1	10	100 KΩ	1	10	100 MΩ		
Ωca		10	100 MΩ					
pF	50.000	500.000 pF						
μF	10	100	1.000	10.000	100.000 μF	1 F		
Hz	50	500	5000 Hz					

\* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

## CORTINA MAJOR analizzatore universale ad alta sensibilità. Dispositivo di protezione, capacimetro e circuito in ca. compensato.

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.

STRUMENTO a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1,5.

CAPACIMETRO a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.

COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettrici professionali di qualità.

BOCCOLE di contatto di nuovo tipo con spine a molla, cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.

INIEITTORE di segnali universale USI, a richiesta, transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 e 500 KHz, frequenze armoniche fino a 500 MHz.

V cc	420 mV	1,2	3	12	30	120	300	1200 V (30KV)*
V ca	3	12	30	120	300	1200 V		
Ω cc	30	300 μA	3	30 mA	0,3	3 A		
Ω ca	300 μA	3	30 mA	0,3	3 A			
Output in dB	da -10 a +63							
Output in VBF	3	12	30	120	300	1200		
Ω cc	2	20	200 KΩ	2	20	200 MΩ		
Ω ca	20	200 MΩ						
Cap. a reattanza	50.000	500.000 pF						
Cap. balistico	10	100	1000	10.000	100.000 μF	1 F		
Hz	50	500	5000					

\* mediante puntale ad alta tensione AT 30 KV a richiesta.

## DINO analizzatore elettronico con transistore ad effetto di campo. Dispositivi di protezione e alimentazione autonomia a pile.

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.

STRUMENTO Cl. 1 - 40 μA 250 Ω tipo a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto.

CIRCUITO ELETTRONICO a ponte bilanciato realizzato con due transistori ad effetto di campo FET che assicura la massima stabilità dello zero. Alimentazione a pile (n. 1 pila da 9 V).

VOLTMETRO IN CC elettronico. Sensibilità 200.000 Ω/V.

VOLTMETRO IN CA realizzato con quattro diodi al germanio collegati a ponte, campo nominale di frequenza da 20 Hz a 20 KHz. Sensibilità 20.000 Ω/V.

OHMMETRO elettronico (F.E.T.) per la misura di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; alimentazione con pile interne.

CAPACIMETRO balistico da 1000 pF a 5 F; alimentazione con pile interne.

COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettronici della serie professionale.

ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, istruzioni dettagliate per l'impiego.

INIEITTORE di segnali universale transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 KHz - 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz. (Solo nella versione « DINO USI »).

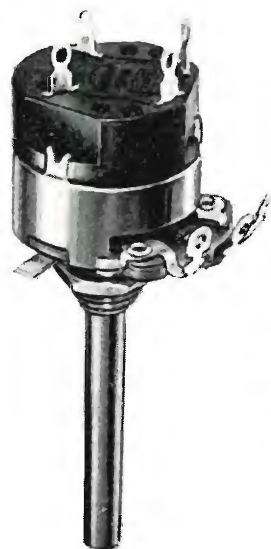
A cc	5	50 μA		0,5	5	50 mA	0,5	5 A	
A ca				0,5	5	50 mA	0,5	5 A	
V cc	100mV	0,5	1,5	5	15	50	150	500	1500 V (30 KV)*
V ca				5	15	50	150	500	1500 V
Output in V BF				5	15	50	150	500	1500 V
Output in dB	da -10 a +66 dB								
Ω	1	10		100 KΩ		1	10		1000 MΩ
Cap. balistico	5	500		5000		50.000		500.000 μF	5 F

\* mediante puntale alta tensione a richiesta A T. 30 KV.



# POTENZIOMETRI

# LESA



3B4



U6



SP86



RS29 (N6)

## POTENZIOMETRI A STRATO DI CARBONE

Potenze di 0,25 W - 0,5 W - 2 W.  
Modelli semplici e doppi a comando unico e separato.  
Con interruttori assiali e rotativi approvati ASE - DEMKO - FEMKO - NEMKO - SEMKO.

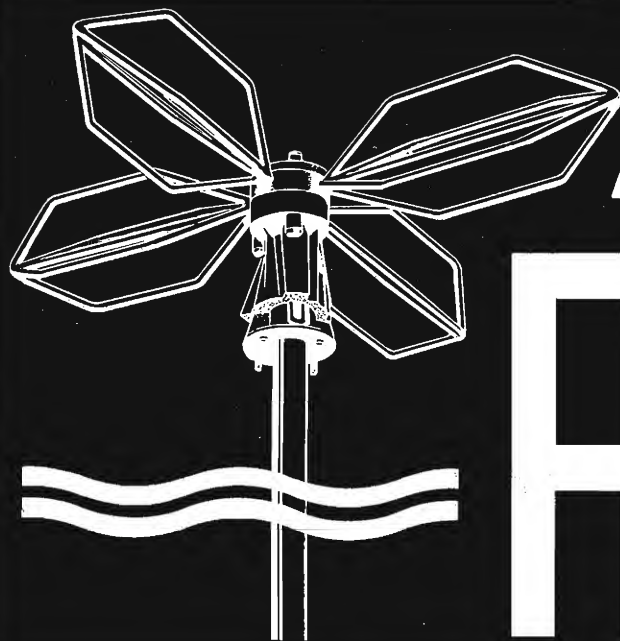
## SEMIFISSI E TRIMMERS A STRATO DI CARBONE

Potenze di 0,1 W e 0,25 W.  
Grandezze 10 mm - 16 mm - 19 mm.

## RESISTORI VARIABILI A FILO

Potenze nominali da 2 W a 250 W.  
Valori fino a 100 Kilohm.  
Modelli semifissi per circuito stampato di 2 W e 3 W.

**LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - VIA BERGAMO 21 - 20135 MILANO**  
LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br • LESA FRANCE - LYON - BOULOGNE • LESA ELECTRA - BELLINZONA



# ANTENNE

# ALDENA

IMPIANTI CENTRALIZZATI TV  
APPARECCHIATURE ELETTRONICHE  
ANTENNE PER RADIOAMATORI  
ANTENNE PROFESSIONALI

Cercasi concessionari per zone libere

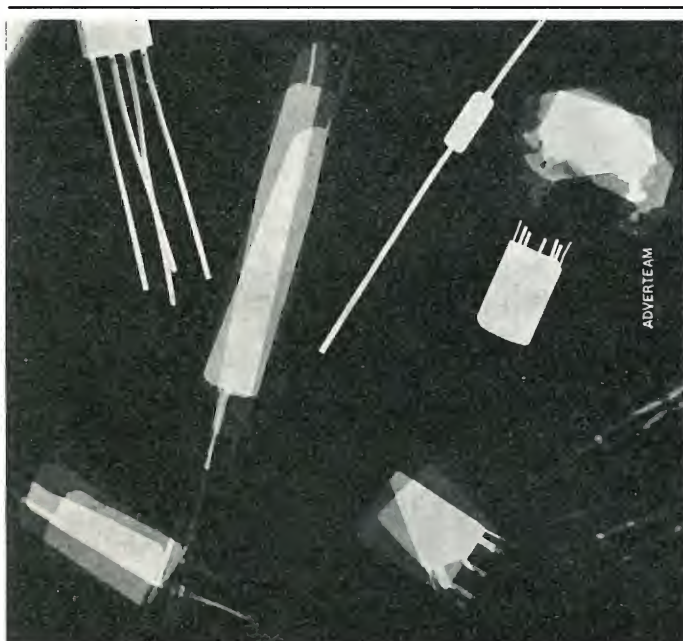
**RICHIEDETE IL NUOVO CATALOGO ILLUSTRATO**

ALDENA - antenne e impianti - Via Odescalchi 4  
20148 MILANO - Telefono 40.31.883

ASB/1

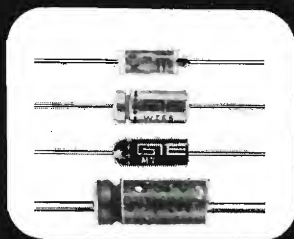
L'ANTENNA BREVETTATA  
OMNIDIREZIONALE  
E MULTIBANDA PER IMBARCAZIONI  
O MEZZI MOBILI





ADVERTAM

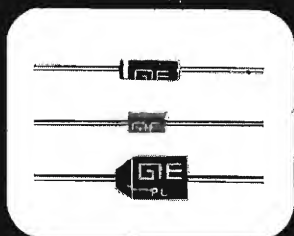
## COMPONENTI PROFESSIONALI PER OGNI APPLICAZIONE



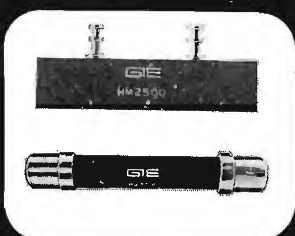
**Condensatori** - Serie ECS al tantalio solido; Serie WT al tantalio liquido; Serie MTA e MTB al tantalio molded; Serie 244/246 elettrolitici in alluminio.



**Ponti** - Serie da 1A., da 1.2A, da 1.8A e da 2A.



**Diodi al silicio** - Serie Glass Amp, 1N4001/1N4007 e PL4001/PL4007, da 1 e da 1.5 A.



**Raddrizzatori per alta tensione** - Serie da 8 a 155 KV.



**GENERAL  
INSTRUMENT  
EUROPE S.p.A.**

P.zza Amendola, 9 - 20149 MILANO - Tel. 469.77.51/2/3/4/5  
Cable: GINEUR MILANO - Telex: GINEUR 31454

*E' uscito:*

# SCHEMARIO TV XLI SERIE

con note di servizio

traduzione in lingua italiana  
delle note di servizio e diciture  
di schemi delle case estere

**PREZZO L. 6.500**

**EDITRICE IL ROSTRO - MILANO**

**Via Monte Generoso 6/a - Tel. 32.15.42**

*E' uscito:*

## CORSO DI TELEVISIONE A COLORI



*In 8 volumi di pagg.  
730, con 15 tavole a  
colori e 23 tavole fuori  
testo - formato 17 x 24  
cm.*

**L. 24.000**

**Editrice Il Rostro - 20155 Milano**





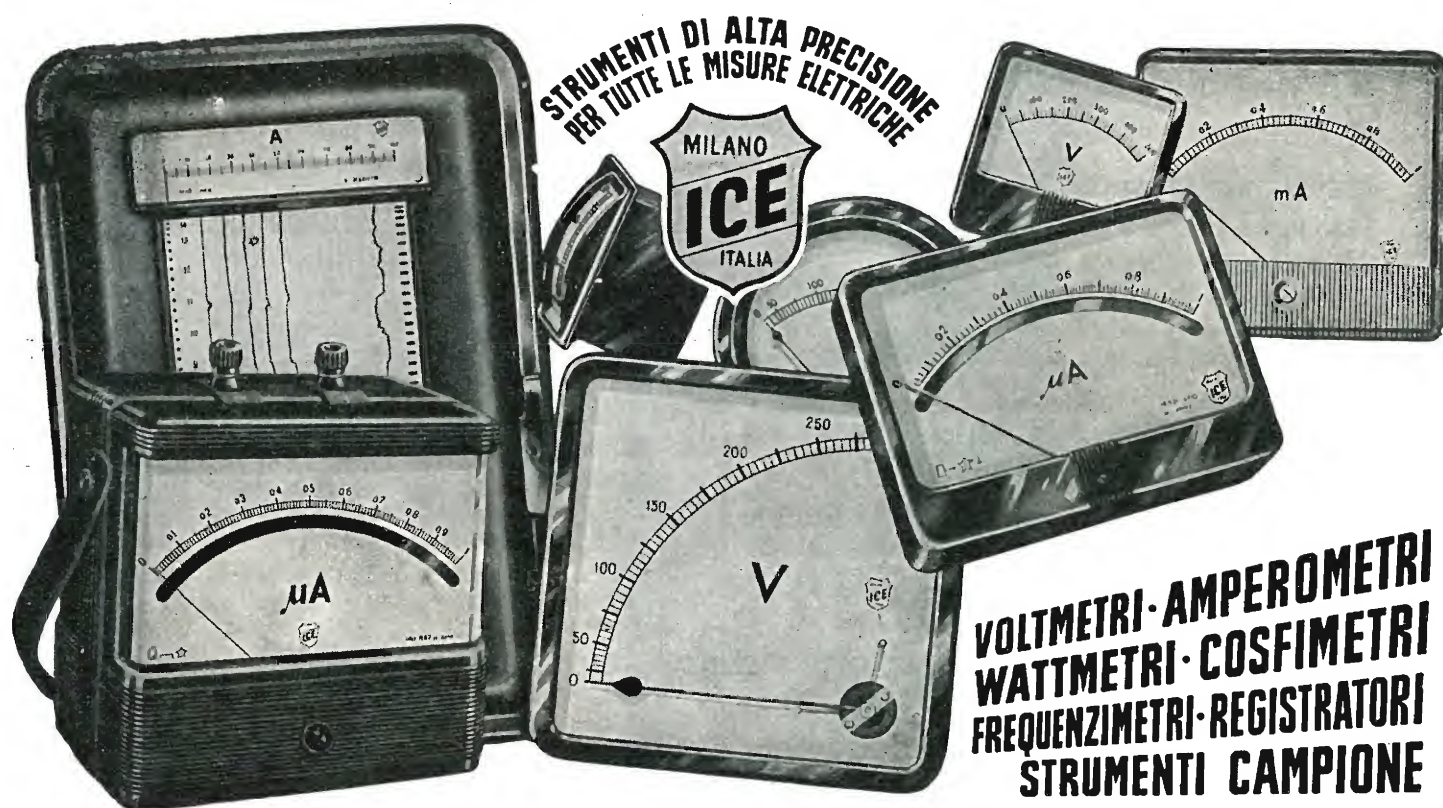
Valvole  
Cinescopi  
Semiconduttori  
Parti staccate  
Componenti  
passivi

Distributore autorizzato

# RADIO ARGENTINA

Via Torre Argentina, 47 - Mag. Tel. 565989 - 564111 - Uff. Tel. 6568998 - ROMA

**sconti eccezionali - richiedete il nuovo catalogo**



**INDUSTRIA COSTRUZIONI Elettromeccaniche**

VIA RUTILIA N. 19/18 - MILANO - TELEF. 531.554/5/6



# VIDEOSERVICE TVC

Questo libro — il primo in Italia nel settore — tratta ampiamente la **ricerca guasti**, la **riparazione**, la **taratura** e la **messa a punto** dei televisori a colori è corredato da oscillogrammi, fotografie a colori e schemi dei principali ricevitori a colori in commercio.

## Sommario

### DECODIFICATORE PAL

Descrizione generale  
Esame dei circuiti caratteristici componenti  
Rigenerazione della sottoportante  
Ponte di fase  
Formazione del segnale di identificazione  
Separazione dei segnali « differenza di colore »  
- linea di ritardo

### STRUMENTAZIONE

Vettoscopio: descrizione e suo impiego  
Generatore di « barre di colore »

### CONTROLLO SISTEMATICO

di un decodificatore PAL con rilievo delle forme d'onda

### CINESCOPIO TRICROMICO A 63 - 11 X

Introduzione  
I fosfori dello schermo  
Le triadi  
I cannoni elettronici  
Dati tecnici di impiego  
Note di impiego  
Messa a punto della convergenza e della purezza

### MATRICE

Considerazioni generali  
Matrice Philips con segnali differenza

Matrice Mullard con segnali RVB  
Matrice SEL con segnali RVB a transistori

### TARATURA E MESSA A PUNTO

di un circuito decodificatore PAL  
Controllo del canale di cromaticità  
Controllo del separatore di burst, generatore di sottoportante e generatore del segnale di identificazione  
Controllo del killer  
Controllo del C.A.G.  
Controllo dei demodulatori sincroni  
Controllo della matrice

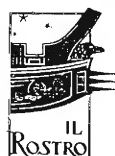
### AVARIE NEL RICEVITORE A COLORI

Metodo della ricerca dei guasti  
Mancanza totale di colore: esame delle possibili cause  
Presenza di colore ma con sequenza delle barre inesatte - esame possibili cause  
Rigatura dell'immagine - esame possibili cause  
Scarsa saturazione su tutte le tinte - esame possibili cause  
Scarsa saturazione su uno dei colori differenza - esame possibili cause  
Insufficiente definizione dell'immagine a colori - esame possibili cause  
Guasti al canale di luminanza - esame delle possibili cause  
Immagine in bianco e nero con tracce di disturbo colorato - esame delle possibili cause

ISTRUZIONI PER IL SERVIZIO TECNICO DEI TELEVISORI A COLORI

Con schemi

L. 14.000



**EDITRICE IL ROSTRO**

20155 MILANO - Via Monte Generoso 6a - Telefoni 321542 - 322793





QUANDO IL CLIENTE  
VUOLE QUALITA'

CHIEDE

# Westinghouse

TELEVISORI - ELETTRODOMESTICI

*A. F. a diodi varicap  
alimentazione a.c. - d.c.  
batteria incorporata*



Mod. 1312 - 12"

*tutto cristallo - A. F. a transistors*



Mod. 2023 - 23"

« COSTRUITI PER DURARE »

## Westman S.p.A.

Licenziataria Westinghouse

Milano - Via Lovanio, 5  
Tel. 635.218 - 635.240 - 661.324  
650.445

# Simpson

INSTRUMENTS THAT STAY ACCURATE



**MOD.  
313  
a  
batteria**



## VOLT - OHM - MILLIAMPEROMETRO ELETTRONICO A STATO SOLIDO

- Portatile: batteria incorporata per funzionamento oltre 300 ore
- Alta impedenza ingresso 11 MΩ
- Estrema stabilità di zero
- Ingresso a FET

Misura tensioni c.c. da 300 mV a 50 KV c.c., tensioni c.a. da 300 mV a 1000V, ohm da 10 ohm centro a 500 Mohm f.s.; sonda RF sino a 250 MHz. L'alta stabilità rende superflua la regolazione di zero e degli ohm anche cambiando portate. L'ingresso a FET (transistore ad effetto di campo) è protetto per sopportare anche grandi sovraccarichi. Scala ampia da 178 mm! Controllo batteria incorporato.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

## VIANELLO

Sede: 20122 MILANO - Via Crivelli 12 - Telefoni 553811 - 553081  
Filiale: 00185 ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 772250/941

## **più rendimento minore spesa**

### **con gli accoppiamenti direzionali Siemens**

In un impianto collettivo d'antenna le prese ad accoppiamento direzionale offrono sensibili vantaggi rispetto a quelle ad accoppiamento resistivo e capacitivo:

- **le minori attenuazioni di passaggio e di allacciamento**  
significano minori spese di esercizio
- **il migliore adattamento degli allacciamenti**  
evita qualsiasi riflessione tra presa e presa
- **l'indipendenza del carico**  
garantisce una stabile tensione d'antenna
- **l'alto disaccoppiamento tra le utenze**  
garantisce una ricezione senza disturbi
- **la direzionalità del prelievo**  
assicura la perfetta risoluzione delle immagini della televisione a colori

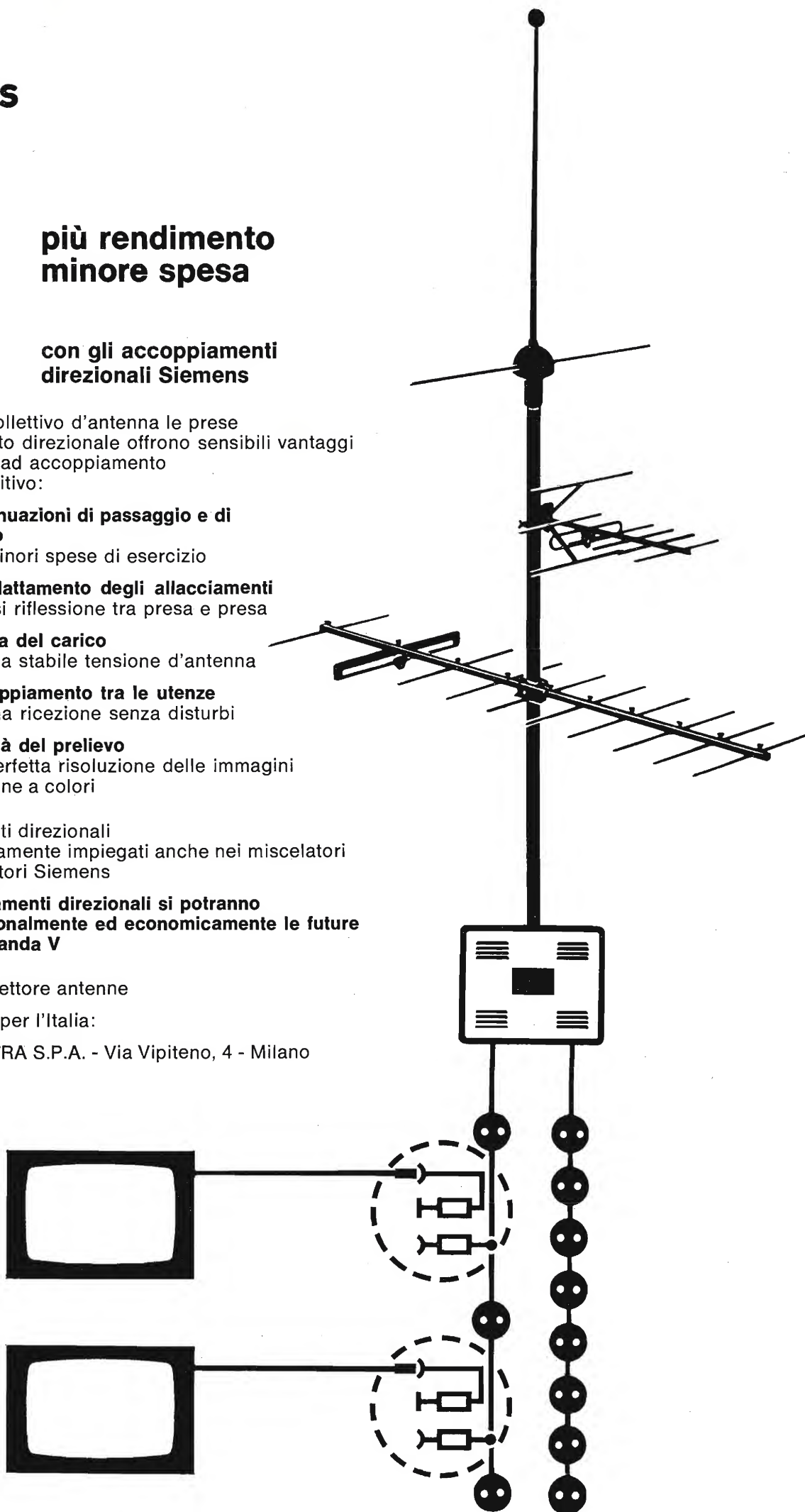
Gli accoppiamenti direzionali sono vantaggiosamente impiegati anche nei miscelatori e negli amplificatori Siemens

**Con gli accoppiamenti direzionali si potranno ricevere più razionalmente ed economicamente le future trasmissioni in banda V**

SIEMENS AG - settore antenne

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - Via Vipiteno, 4 - Milano





# L'antenna

MENSILE  
DI  
TECNICA  
ELETTRONICA

N. 2 - Febbraio 1971 - anno XLIII

## SOMMARIO

Il video disco: un concorrente delle video cassette	41	A. Nicolich
La pratica dei tiristori	42	A. Turrini
I transistori unipolari ad effetto di campo	51	M. Cominetti
Correttore variabile del fattore « gamma » per migliorare l'amplificazione dei segnali video in una catena di ripresa televisiva	59	L. Cesone
Una sala schermi altamente automatizzata in funzione presso la Sylvania Benelux	65	
Nuova serie di microcircuiti LSI - MOS a basso costo	69	
La radiostereofonia in MF	71	A. Nicolich
Definizione dei termini di TVC nella letteratura tecnica tedesca	78	A. Nicolich

## PROPRIETA'

Editrice il Rostro S.A.S.

## DIRETTORE RESPONSABILE

Alfonso Giovene

## DIRETTORE TECNICO

Antonio Nicolich

## CONSULENTE TECNICO

Alessandro Banfi

## COMITATO DI REDAZIONE

Edoardo Amaldi - Gerolamo Bertinato - Mario Cominetti - Fausto de Gaetano - Giorgio Del Santo - Gianfranco Falcini - Alfredo Ferraro - Emilio Grosso - Fabio Gherse - Gustavo Kuhn - G. Monti Guarneri - Antonio Nicolich - Sandro Novellone - Donato Pellegrino - Paolo Quercia - Arturo Recla - Giovanni Rochat - Almerigo Saitz - Gianfranco Sinigaglia - Franco Visintin

DIREZIONE - REDAZIONE -  
AMMINISTRAZIONE -  
UFFICI PUBBLICITA'

Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO  
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227



Prezzo di un fascicolo L. 500, abbonamento annuo per l'Italia L. 5000, estero L. 10000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 100 anche in francobolli. Tutti i diritti di proprietà artistica e letteraria sono riservati per tutti i Paesi. La riproduzione di articoli e disegni pubblicati è permessa solo citando la fonte. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la direzione. La parte riservata alla pubblicità non supera il 70%.

# Un grazie ai lettori

L'Editrice ringrazia tutti i suoi affezionati lettori che, anche quest'anno, hanno voluto riconfermare, rinnovando l'abbonamento, la stima e la fiducia per la rivista « l'antenna ».

Oltre ai « vecchi » lettori, l'Editrice ringrazia vivamente anche quelli nuovi che, in un numero veramente superiore alle più ottimistiche previsioni, hanno, per la prima volta, sottoscritto l'abbonamento a « l'antenna ».

L'Editrice invita inoltre tutti gli abbonati, vecchi e nuovi, a instaurare con la rivista un rapporto cordiale e più stretto. « l'antenna », infatti, essendo prima di tutto la rivista dei « suoi » lettori, è proprio da essi che attende consigli e suggerimenti per essere in grado di offrire un servizio sempre più utile e interessante.

A questo invito rivolto agli abbonati, l'Editrice desidera aggiungere il più cordiale e sincero augurio di « buon lavoro » per l'anno appena cominciato.

*L'Editrice il Rostro*



dott. ing. Antonio Nicolich

## Il video disco: un concorrente delle video cassette

*Il recente impulso promozionale imposto alle video cassette dalla Philips e dalla Sony ha eccitato il pubblico di massa alla passione per l'inscatolamento delle immagini, pertanto riteniamo pertinente metterlo al corrente che all'ancora incerto orizzonte delle video cassette è già apparso un tenero astro, che ad onta delle sue limitazioni, animato da sentimenti bellicosi, tenta di dar battaglia sul ben adocchiato terreno concorrenziale. Si tratta del video disco, che per il suo aspetto quasi gemello al disco audio, conta sulla familiarità per fare facile presa su strati popolari a tutti i livelli.*

*Gli studi per registrare immagini televisive su disco risalgono al 1965; da allora fiorirono vari metodi di registrazione dovuti ai grandissimi nomi del mondo elettronico (Columbia EVR, RCA Selectavision, Ampex), ai quali si aggiunge attualmente la sigla Teldec facente capo alla Telefunken e alla Decca.*

*La stampa tecnica ha già dato notizia sul principio del video disco Teldec e informato che esso comincerà ad essere disponibile alla fine di quest'anno.*

*Allo scopo di informare il lettore descriviamo per sommi capi il video disco Teldec. Un disco di plastica presentante minima rugosità superficiale accetta fino a 140 solchi per mm lungo il raggio.*

*La larghezza del solco è di  $2\mu$ , i solchi sono spazati di 7 o  $8\mu$ . La registrazione avviene ad ampiezza costante e in modulazione di frequenza. Il disco gira a 1500 giri/min., velocità che consente la registrazione delle due trame interlacciate TV in un solo giro (le 2 trame formanti un'immagine completa durano  $1/25$  di sec. cioè in 1 sec. ce ne sono 25 e in 1 minuto ce ne sono  $25 \times 60 = 1500$ ).*

*Il trasduttore rilevatore video non può essere una punta (perché sarebbe eccessivamente sottile), ma è un utensile di foggia particolare, che poggia contemporaneamente su vari solchi modulati; esso è arrotondato ad un lato e acuto all'altro estremo. Il materiale del disco plastico è dotato di grande elasticità: si comprime sotto l'azione dell'utensile e trasmette al suo angolo vivo una pressione variabile come la modulazione; questa pressione variabile (invece di uno spostamento variabile come nel disco audio) genera segnali elettrici in un elemento piezoelettrico sovrastante l'utensile. Il disco è messo in rotazione da un motorino, il cui albero sostiene il disco stesso solo in un'areola centrale; il disco appoggia virtualmente sul cuscino d'aria che si forma fra esso e un piano sottostante; dunque il piatto portadischi è costituito dal cuscino d'aria. La testina di lettura non è guidata dai solchi, troppo esili per esercitare qualsiasi azione meccanica, ma viene spostata radialmente da un sistema di funicelle azionato dallo stesso motorino. Il video disco Teldec presenta buone caratteristiche: risoluzione 250 righe pari a 3MHz; figura di rumore migliore di 40 dB, durata di riproduzione fino a 12 minuti; segnale audio inserito nel tempo di cancellazione; materiale foglio di plastica polivinile spessore 0,1 mm; testina ceramica con elemento di dimensioni minori di 0,2 mm. È prevista la possibilità di realizzare un cambiadischi video, fino alla durata di 2 ore di riproduzione sugli schermi dei televisori.*

*Il video disco potrà fare concorrenza alla video cassetta solo per metà, poiché servirà solo alla riproduzione di programmi (TV) preregistrati. In modo analogo, il disco audio si acquista già inciso. La video cassetta invece permetterà anche la registrazione da parte del pubblico (ad un prezzo a livello capsula spaziale).*

*Ci accorgiamo di esserci lasciati trascinare dall'interesse dell'argomento su di un piano non consono a questa sede, perciò ci affrettiamo a zittire paghi di aver eccitato uno squillo adamantino dell'araldica tromba annunciante l'avvento dell'avvincente disco video.*

a cura di A. Turrini

# La pratica dei tiristori\*

di F. M. Peter (Sescosem)

## II Parte

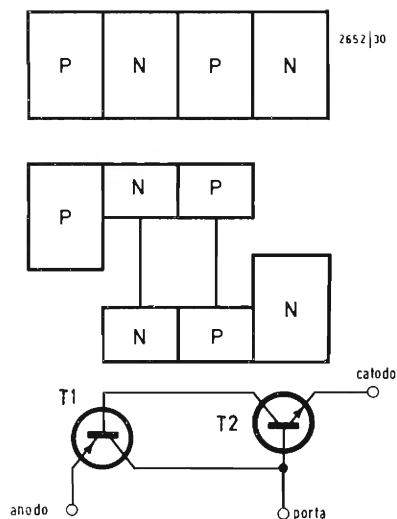


Fig. 12 - Circuito equivalente di un tiristore.

### STUDIO DINAMICO

#### Innesco dei tiristori

Per ben comprendere i fenomeni che avvengono nell'innesco, bisogna richiamare il principio su cui si fondano i tiristori.

Un tiristore PNP si può considerare come un circuito elementare composto da due transistori PNP e NPN montati in reazione (fig. 12). Quando si applica una tensione positiva all'anodo, i due transistori risultano bloccati. Se si invia una corrente di eccitazione sulla base del transistor  $T_2$ , la corrente di collettore aumenta; questa corrente attraversa la base del transistor  $T_1$  e l'effetto reattivo porta il complesso dei due transistori alla conduzione. Questo è il modo d'innesco normale, ma si può far condurre i transistori anche in un altro modo, aumentando la corrente, che passa in  $T_1$ ; ciò si può fare nei due modi seguenti:

1. se si aumenta la corrente di fuga del transistor  $T_1$ , la corrente  $I_{CO}$  aumenta con la temperatura, il che fa sì che il tiristore perda il suo potere di bloccaggio, quando la temperatura della giunzione è troppo alta. È questa una delle ragioni per le quali i tiristori devono funzionare a temperature di giunzione più basse dei transistori o dei diodi.

D'altra parte una corrente di fuga troppo alta può anche provenire da una corrente di superficie dai bordi della giunzione; il tiristore s'innescerà allora da sé solo quando si supererà una certa tensione  $V_{(BO)}$  (tensione d'inversione). Nei casi dove la corrente di fuga è trascurabile, questa tensione corrisponde alla tensione di valanga della giunzione diretta;

2. se si aumenta questa corrente di fuga in regime transitorio, le capacità delle giunzioni non sono trascurabili e, se la tensione ai capi del tiristore aumenta troppo rapidamente, la corrente che passa nelle capacità è sufficiente per far rinnescare il tiristore: è questo l'innesco per  $dv/dt$ .

#### Caratteristiche statiche dell'innesco

Il costruttore garantisce tre valori per l'innesco dei tiristori:

— la corrente  $I_{GT}$ , che è il valore massimo necessario per innescare i tiristori; la corrente effettiva può essere molto minore; c'è una grandissima dispersione in questa caratteristica;

— la tensione  $V_{GT}$ , che corrisponde alla corrente  $I_{GT}$ ; questo parametro è molto meno importante del precedente, perché un tiristore dovrebbe sempre essere innescato da un generatore di corrente; secondo i tiristori, questa tensione varia da 1 a 3 V;

— la tensione  $V_{GD}$ , che è la tensione più alta che non provoca l'innesco del tiristore. Questa tensione varia fra 0,2 e 0,3 V secondo i tiristori; è sempre definita a caldo, cioè alla temperatura massima della giunzione.

Se un tiristore è sottoposto ad una certa tensione di porta inferiore a  $V_{GD}$ , per esempio 0,15 V, esso risulta bloccato, ma all'opposto la sua sensibilità al  $dv/dt$  può essere più grande. Infatti, il  $dv/dt$  è normalmente definito con una tensione di porta nulla.

#### Caratteristiche dinamiche

Quando si fa innescare un tiristore, la tensione ai suoi estremi diminuisce secondo la legge della fig. 13. Si definiscono:

$t_d$  = ritardo all'aumento comandato dalla porta;

$t_r$  = tempo dell'aumento comandato dalla porta.

Questa distinzione può sembrare arbitraria, ma corrisponde a due fenomeni ben distinti. Il  $t_d$  è infatti, un puro tempo di ritardo; è l'intervallo che trascorre fra l'istante in cui si comincia a iniettare una corrente nella porta e l'istante in cui il tiristore comincia a divenire conduttore. Questo tempo di ritardo dipende molto dalla corrente di controllo e soprattutto dal tempo di salita di questa corrente; invece, esso dipende relativamente poco dalla tensione anodo catodo, se questa è superiore a 200 V. Il  $t_d$  varia da 0,2  $\mu s$  per tutti i piccoli tiristori, a 1  $\mu s$  per i tiristori da 35 A (fig. 14); raggiunge 5  $\mu s$  circa per i tiristori grossissimi.

D'altra parte, il tiristore diviene progressivamente conduttivo nella durata di  $t_r$ . Questo tempo dipende soprattutto dalla corrente che passa in questo istante, cioè essa dipende più dalla modalità

(\*) da Electronique Industrielle - n. 132-133, 1970.



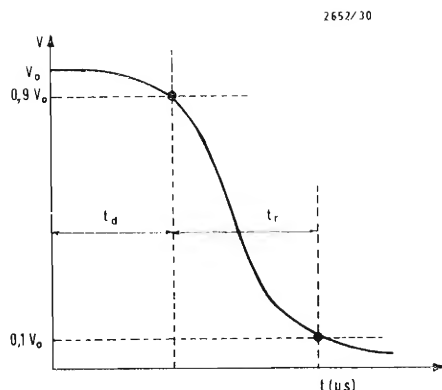


Fig. 13 - Innesco di un tiristore.

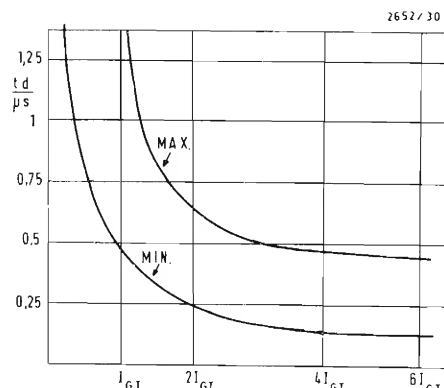


Fig. 14 - Caratteristiche che danno  $t_d$  in funzione della  $I_{GT}$  di un tiristore 35 A. Si ha:  $t_G = 0,1 \mu s$ ; tensione di anodo 200 V.

di salita della corrente che dal valore finale di questa corrente. Il più spesso, nelle misure non si specifica il tempo di questa corrente. Durante l'intervallo di tempo  $t_r$ , il tiristore innesca progressivamente e la superficie conduttrice aumenta con una certa velocità. Molti autori valutano questa velocità radiale in circa  $0,1 \text{ mm}/\mu s$ ; infatti sembra che i fenomeni reali siano assai complessi e la velocità vari molto con la corrente e poco con le condizioni d'innesco. È noto che le possibilità di  $di/dt$  di un tiristore sono funzione delle condizioni di comando (livello della corrente di porta e tempo di salita di questa corrente). Ci si dovrebbe dunque aspettare che il  $t_r$  dipenda molto dalla corrente di eccitazione; in realtà, per la maggior parte dei tiristori, è difficile (la misura si fa con l'oscillografo) vedere le variazioni del  $t_r$  (invece sul  $t_d$ , questa azione è notevole). Sembra che l'influenza delle condizioni di controllo sia sensibile solo durante i primi microsecondi o frazioni di microsecondo, che seguono all'innesco (fig. 15).

Per molti tiristori, si tende sempre più a non distinguere  $t_d$  da  $t_r$ , ma a dare  $t_{ot}$  « tempo d'innesco »:  $t_{ot} = t_d + t_r$ . Affinchè la misura di queste caratteristiche abbia senso, bisogna precisare:

- le condizioni d'innesco, con il tempo di salita e la corrente di porta
- la tensione anodica prima dell'innesco
- il valore finale della corrente anodica
- il  $di/dt$  all'innesco (o le costanti elettriche, che determinano il tempo di salita)
- la temperatura.

In pratica, quest'ultima caratteristica non è molto importante, poichè il parametro preponderante è il  $t_d$ , specialmente per i circuiti a tiristori in serie e (ma è meno critico) per i circuiti in parallelo.

### Corrente di innesco

Quando si innesca un tiristore, questo resta innescato solo se è percorso da una corrente sufficiente detta corrente d'innesco o di attacco. Se si toglie l'impulso di comando prima che la corrente abbia raggiunto il valore  $I_L$  della corrente d'innesco, il tiristore non si mantiene innescato. Non si deve confondere questo valore con la corrente ipostatica, o corrente di tenuta  $I_H$ , che è, in generale, due o tre volte minore. La corrente d'innesco varia con la lunghezza e l'intensità dell'impulso di comando (fig. 16).

### Raccomandazioni pratiche per l'innesco

Ci sono tre metodi per far innescare un tiristore (oltre quello consistente nel superare la temperatura limite della giunzione):

- oltrepassare la tensione d'inversione  $V_{(BO)}$ ;
- superare il valore limite del  $dv/dt$
- inviare una corrente all'elettrodo porta.

Il primo metodo è il meno consigliabile; in linea di principio, tale metodo è proibito dal fabbricante; solo alcuni tipi di tiristori (per esempio il C137) possono essere innescati per oscillazione diretta, ma, in generale, il costruttore

non lo autorizza che per i tiristori, le tensioni garantite dei quali sono superiori a 500 V (cioè quelli che hanno piccole correnti di superficie); in queste condizioni, il  $di/dt$  all'innescò è limitato a  $5 \text{ A}/\mu\text{s}$ . Infine, il fabbricante non garantisce un valore di  $V_{(BO)}$ ; invece, garantisce frequentemente la tensione  $V_{DWM}$ . L'utente non ha così alcuna garanzia sulla tensione  $V_{(BO)}$  alla quale innescherà il tiristore, e che può essere due o tre volte superiore alla tensione  $V_{DWM}$ , soprattutto per i tiristori a bassa tensione. Il secondo metodo è pure poco raccomandato. Infatti, un tiristore montato su un apparecchio di misura non rischia assolutamente nulla se viene sbloccato in  $dv/dt$ , ma in un circuito d'impiego, rischia di essere distrutto, poichè se un tiristore può sempre essere innescato in  $dv/dt$ , non sopporta sollecitazioni di  $di/dt$  dopo questo innescò (si intravede qui la causa della distruzione di certi tiristori in circuiti di ondulatori, quando si ha invece talvolta la tendenza a incolpare la portata del fusibile).

Tuttavia, certi tipi di tiristori si mettono in funzione molto rapidamente quando sono stati eccitati in  $dv/dt$  e sopportano perfettamente dei  $di/dt$  come se fossero stati innescati dalla porta.

Questi due metodi sono dunque da proscrivere per l'uso dei tiristori; ma come sempre con i tiristori, i valori garantiti sono solamente grandezze minime o massime; numerosi tiristori possono allora essere sbloccati per innescò diretto e subire poi dei  $di/dt$  dell'ordine di  $200 \text{ A}/\mu\text{s}$  senza venire distrutti, ma se l'utente vuole essere sicuro di non avere

guai, non deve accontentarsi delle esperienze di laboratorio riguardanti qualche tipo, ma deve verificare che il suo tiristore sia ben impiegato conformemente alle garanzie date dal costruttore: non bisogna mai dimenticare che vi è una grande dispersione di certi parametri, specialmente quando il catodo del tiristore è ottenuto per lega.

Il terzo metodo, che consiste nell'inviare un impulso sulla porta, è il metodo normalmente adottato e, per avere i migliori risultati, l'utente dovrebbe sempre tener presenti i seguenti principi:

- alimentare il circuito della porta preferibilmente con un generatore di corrente (se si dispone di un generatore di tensione, partire da una tensione di 10-20 V e mettere una resistenza in serie);

- avere sempre una corrente di comando assai più alta del valore minimo  $I_{GT}$  specificato (per esempio,  $3 \div 5 I_{GT}$ ) (fig. 17);

- assicurarsi che il tempo di salita sia il più breve possibile ( $0,1 \div 1 \mu\text{s}$ ), soprattutto se il tiristore deve sopportare un  $di/dt$  dopo l'innescò. Nei casi, rari, dove il tiristore sopporta solo  $di/dt$  modesti (non dimenticare il  $di/dt$  dovuto al circuito di protezione), si può, a rigore, contentarsi di un tempo di salita più lungo e di correnti più piccole. Ciò è tanto più importante, quanto più il tiristore è più grosso. La corrente di comando può in seguito ridiscendere molto rapidamente (dopo il  $t_d$ ) al valore  $I_{GT}$ ;

- la durata dell'impulso deve essere tale che la corrente di comando ri-

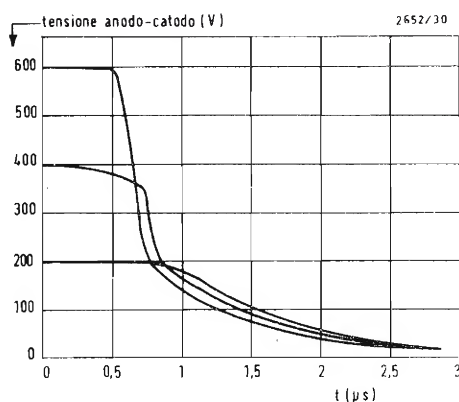


Fig. 15 - Caratteristica di un tiristore SESCO-SEM 2N690 innescato con  $di/dt = 50 \text{ A}/\mu\text{s}$ , per diverse tensioni iniziali.

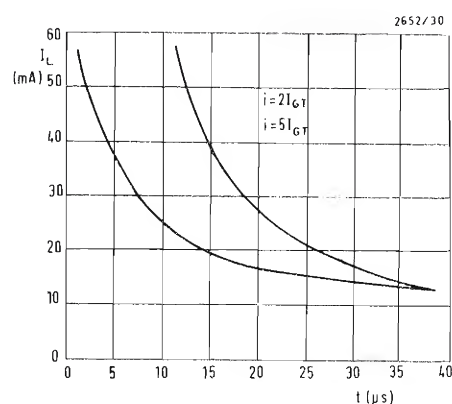


Fig. 16 - Variazione della corrente di sblocco in funzione della larghezza dell'impulso di comando.



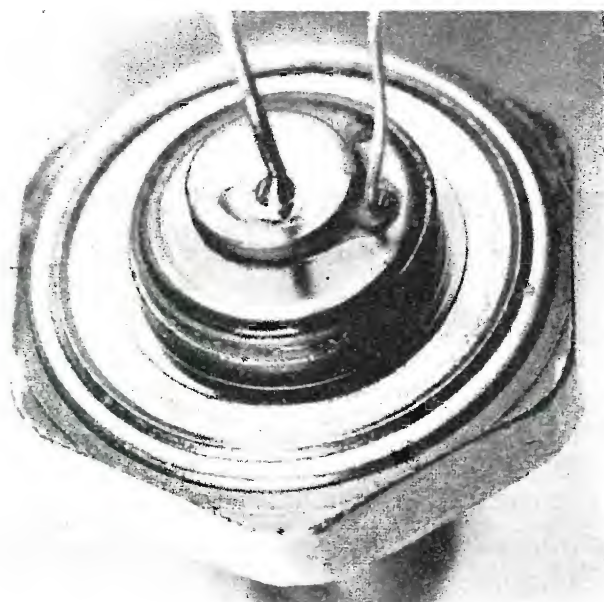
manga superiore a  $I_{GT}$ , fintanto che la corrente nel circuito principale non abbia raggiunto la corrente d'innescò. In pratica, bisogna prendere un margine di sicurezza. Ma attenzione, questa regola stabilita per il tiristore, in modo che esso funzioni in buone condizioni, non è necessariamente valida per il circuito; esistono numerosi casi nei quali bisogna usare impulsi molto più lunghi, senza che la corrente di sblocco lo sia per nulla; questi casi, molto comuni nei circuiti di piccola e media potenza, corrispondono a carichi relativamente bassi con circuiti  $RC$ . Si possono verificare diversi fenomeni; così nel caso della fig. 18, la corrente nel tiristore è la somma di due correnti: la corrente  $i_1$  di scarica del circuito  $RC$  e la corrente  $i_2$  nel carico induttivo. Se  $L/R \geq RC$ , al tempo  $t_1$  si può far cessare l'impulso di comando, ma al tempo  $t_2$  la corrente diviene inferiore alla corrente ipostatica e il tiristore si disinnescò. Bisogna perciò mantenere l'impulso sufficientemente lungo nel tempo, fino a quando la corrente principale abbia superato il valore  $I_L$ . Se l'induttanza del carico è molto grande ed è difficile variare la lunghezza dell'impulso, può essere opportuno montare una resistenza in parallelo al carico (sarebbe pericoloso, invece montare un

condensatore in parallelo al carico, perché può ingenerarsi un regime oscillante, che blocca certamente il tiristore, senza contare che il  $di/dt$  nel condensatore deteriorerebbe detto tiristore). Nella pratica, si trovano spesso condensatori, che rischiano di fare oscillare un circuito: capacità parassite di un avvolgimento, capacità dei cavi di alimentazione...; queste capacità sono difficili da calcolare e, soprattutto, da prevedere; è allora prudente utilizzare impulsi sufficientemente lunghi, quando è possibile.

Ci sono altri casi, dove è necessario avere impulsi lunghi, per esempio, in certi regimi di funzionamento di circuiti a ponti polifasi, nei circuiti dove la rete può oscillare in seguito a regimi transitori sulle linee (colpo di fulmine, sovratensione di manovra...), nei circuiti dove l'arrivo della tensione può farsi dopo l'ordine di innescò etc.

Poiché non è sempre facile generare impulsi lunghi a brevissimo tempo di salita, sarà necessario, sia sostituire l'impulso unico con un treno d'impulsi di frequenza elevata ( $10 \div 50$  kHz), sia ricorrere a due generatori d'impulsi diversi per creare, da una parte, il fronte di salita, dall'altra parte, la durata.

In ogni caso, bisogna verificare che



Tiristori 35 A. Queste due foto permettono di confrontare due tiristori della stessa potenza costruiti in modi diversi. A sinistra il tiristore diffusione-lega tipo 2N690; si noti la porta laterale saldata (sulla foto); il disco che copre la pastiglia è di tungsteno; esso assicura una distribuzione uniforme della corrente nel catodo. A destra il



tiristore interamente per diffusione tipo 2N3658; la porta è saldata al centro; il catodo ha forma anulare ed è anche ricoperta di un anello di tungsteno sul quale è saldato il filo d'argento (a sinistra della foto) del contatto di uscita; questa geometria permette di migliorare le prestazioni del tiristore, in particolare il  $di/dt$ .

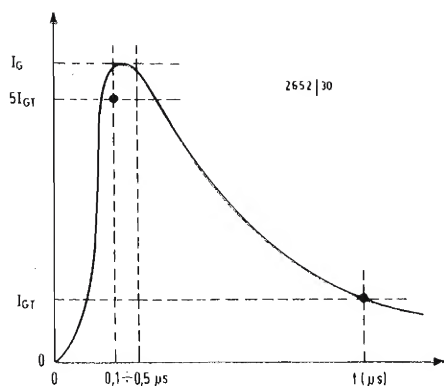


Fig. 17 - Andamento dell'impulso della corrente di porta.

non si superi la potenza ammissibile nel circuito di porta.

### Protezione contro i parassiti

Un tiristore è tanto meglio protetto contro i parassiti, che possono introdursi attraverso il circuito di porta, quanto più è « duro » da innescare. All'inizio dell'avvento dei tiristori, come sempre quando si tratta di un prodotto nuovo, si è cercato di spingere le sue prestazioni e si son fatti tiristori molto sensibili. Alcuni utenti si sono abituati a tali sensibilità e seguitano a richiedere caratteristiche di porta similari. Pensiamo che (salvo nel caso di tiristori piccolissimi) queste abitudini dovrebbero essere riesaminate: infatti, un tiristore è un commutatore e gli si chiede di essere un buon commutatore, cioè di sopportare una forte tensione e di essere pochissimo sensibile ai parassiti, che provengono dal circuito anodico ( $dv/dt$ ) o dal circuito di porta. Tutto ciò può essere ottenuto solo con tiristori di scarsa sensibilità; considerando le qualità di un buon tiristore, l'utente dovrà inviare impulsi un po' più forti, ma i transistori hanno fatto tali progressi in questi ultimi tempi, che non ci sono difficoltà ad aumentare un poco il livello degli impulsi. Gli ostacoli provengono essenzialmente dalle abitudini, perchè è difficile modificare ciò che esiste e più ancora cambiare le mentalità.

Se ci si riferisce all'analogia elettromeccanica, ci si accorge che gli utenti accettano volentieri di aumentare un poco

la potenza di comando dei contattori, alla condizione di ottenere così contattori più sicuri e che resistano meglio alle vibrazioni.

### Estinzione dei tiristori

Ci sono vari metodi per « estinguere » un tiristore.

Il metodo detto « commutazione naturale ». La corrente principale s'inverte in seguito alle proprietà del circuito esterno e, in generale, senza discontinuità. È il caso del funzionamento classico con una sorgente di energia alternata a 50 Hz.

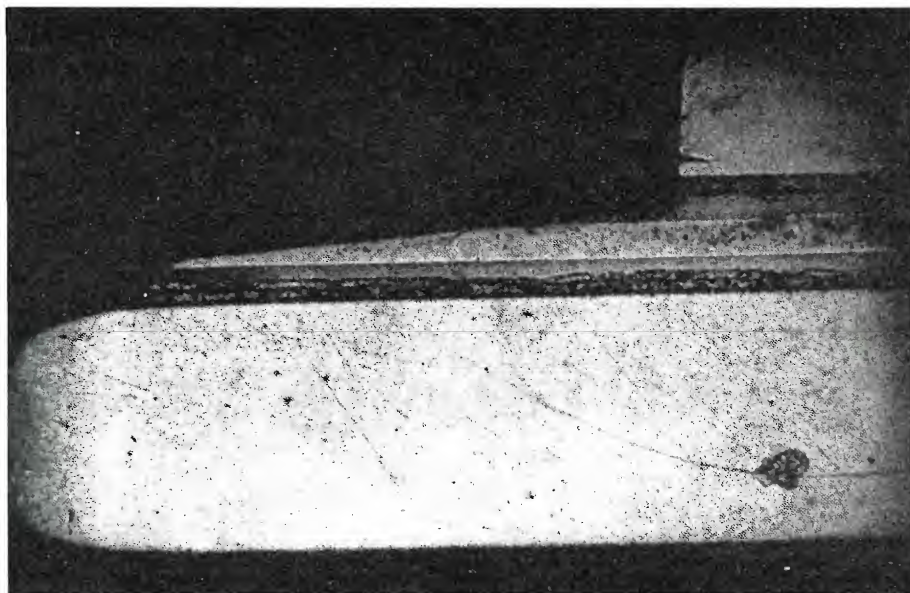
— Il metodo che consiste nel diminuire la corrente al disotto della corrente ipostatica. Questo metodo è rarissimamente utilizzato. Tuttavia, in certi casi, un circuito può essere alimentato da una tensione unidirezionale, che si annulla periodicamente. Se il carico non è induttivo, la corrente si annulla nello stesso tempo e ciò può essere sfruttato per disinnescare il tiristore. È il caso di alimentatori con raddrizzatori monofase di entrambe le semionde. Nella pratica, la tensione si annulla in un tempo abbastanza breve, che può essere insufficiente perchè il tiristore resti bloccato.

— Il metodo detto a « commutazione forzata ». La corrente principale s'inverte in seguito ad una commutazione in un circuito esterno. Questa commutazione è, in generale, ottenuta con la scarica di un condensatore. La corrente nel tiristore, che è la differenza fra la corrente nel circuito e la corrente di

Questa foto (ingrandimento circa 30) rappresenta la sezione di una parte della pastiglia di un tiristore rapido a caratteristiche spinte. La pastiglia è saldata fra due anelli di tungsteno relativamente spessi. Il catodo è nella parte superiore e la porta non si vede. Le saldature (brasature dure) appaiono quasi nere tra il tungsteno e il silicio.

Partendo dall'anodo (in basso) il tiristore ha struttura PNP. Le prime tre regioni si vedono nettamente su questa foto, la zona N in chiaro, le due zone P in grigio più scuro. La zona N di catodo è meno netta.

Si nota sul lato sinistro che l'estremità della giunzione PN dal lato dell'anodo (questa giunzione tiene la tensione inversa) è tagliata con un bordo inclinato di 45°. La giunzione NP, che tiene la tensione diretta, è tagliata con un angolo molto più piccolo (circa 6°). Ciò permette di ridurre il campo elettrico alla superficie.



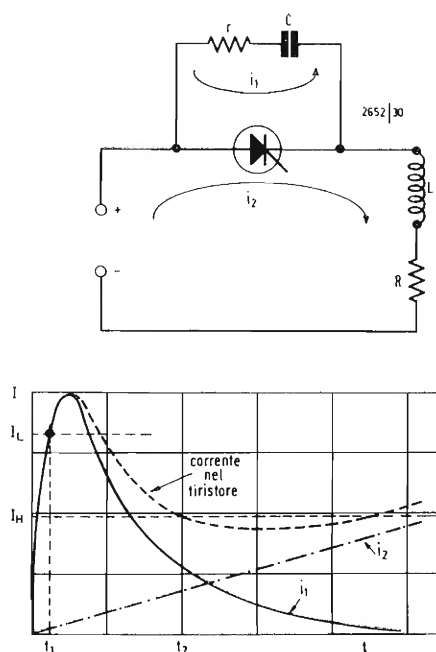


Fig. 18 - Comportamento di un circuito all'innescò di un tiristore.

scarica, si annulla e il tiristore si blocca. Ma non si può riapplicare la tensione positiva prima di un certo tempo  $t_q$ , pena di vedere il tiristore rimettersi a condurre. La fig. 19 presenta le forme d'onda corrispondenti al processo di funzionamento.

All'istante  $t_1$ , si commuta il circuito esterno; la corrente allora diminuisce secondo una pendenza  $di/dt$  e la tensione ai capi del tiristore, che era  $V_a$ , (un poco più di 1 V) diminuisce anch'essa pochissimo, ma l'ordine di grandezza non cambia. Al tempo  $t_2$ , la corrente cambia di segno: se il tiristore fosse perfetto, si bloccherebbe istantaneamente; in realtà, nell'intervallo di tempo  $t_2 - t_3$ , il tiristore si comporta come un corto circuito, poi, bruscamente all'istante  $t_3$ , si blocca. Ciò si traduce in una tensione (in pratica si verifica spessissimo un'oscillazione causata dalle induttanze e dalle capacità ripartite). La giunzione inversa ha ritrovato il suo potere di bloccaggio, ma la concentrazione dei portatori minoritari è ancora troppo grande in vicinanza della giunzione diretta, perché quest'ultima ritrovi anch'essa il suo potere di bloccaggio; bisogna aspettare fino a  $t_6$  per potere riapplicare una tensione positiva. Il tempo di estinzione  $t_q$  è uguale all'intervallo  $t_2 \div t_6$ . Il tempo  $t_2 \div t_4$ , detto generalmente  $t_{rr}$ , è il tempo di recupero, il suo ordine di grandezza è 1  $\mu s$ ;  $t_q$  è molto più grande e varia da 5  $\mu s$  per i tiristori più rapidi a 50  $\mu s$  per i tiristori normali (i tiristori molto grossi hanno tempi di estinzione, che possono raggiungere 400  $\mu s$ ).

La definizione esatta del tempo di estinzione è: « il tempo di estinzione per commutazione del circuito ». A tutto ri-

gore, questa definizione conviene solo al metodo di commutazione forzata; tuttavia la definizione del tempo di estinzione può benissimo applicarsi ai circuiti a commutazione naturale, anche se questi circuiti funzionano in recupero. La definizione del tempo di estinzione non ha senso se non è accompagnata dalla definizione delle condizioni di misura. Si noti che tutti i fattori, che tendono a diminuire la concentrazione dei portatori minoritari, tendono a diminuire il tempo di estinzione. La tabella di fig. 20 riassume queste caratteristiche.

## Temperatura

Il tempo di estinzione aumenta fortemente con la temperatura, soprattutto quando questa si avvicina al limite superiore della temperatura della giunzione. La curva della fig. 21 rappresenta questa variazione relativa; l'ordine di grandezza resta valido per tutti i tiristori; si noti che quando la temperatura della giunzione non è uniforme e vi è un solo punto caldo, il tempo  $t_q$  aumenta pure; questo avviene dopo una sopraelevazione di temperatura anormale in  $di/dt$  e la misura di  $t_q$ , immediatamente dopo il  $di/dt$ , può essere utilizzata per giudicare il sovraccarico. È per questa ragione che per i tiristori di alte prestazioni e specialmente ad alto  $di/dt$ , la prova di misura usata è un po' speciale: è il « pulse commutated turn-off », previsto, per esempio, nelle specifiche JEDEC per i tiristori della serie 2N3658, dove il tempo di estinzione si misura nelle condizioni più sfavorevoli, cioè con una punta di corrente uguale a tre volte la corrente media e per la durata di 2  $\mu s$ .

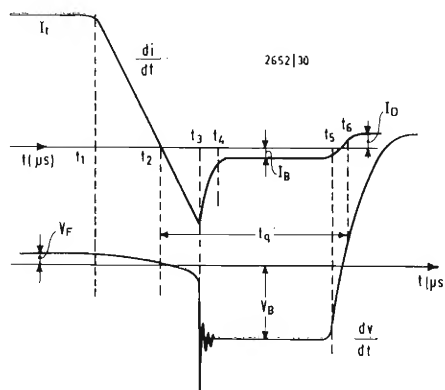


Fig. 19 - Caratteristiche di estinzione di un tiristore.

fattore crescente	temperatura	corrente iniziale	$ di/dt $	tensione inversa	tensione riapplicata gradiente $dV/dt$ ampiezza
influenza su $t_q$	↗	↗	↗	↘	↗

Fig. 20 - Influenza dei principali fattori sul  $t_q$  (tempo di estinzione) di un tiristore.



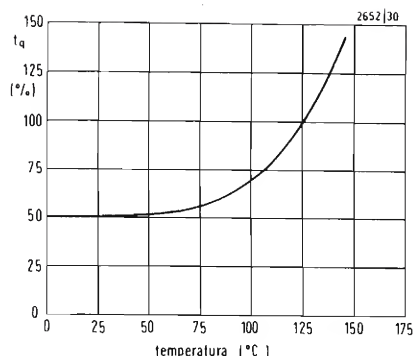


Fig. 21 - Variazione del  $t_q$  con la temperatura di funzione.

### Corrente e di/dt

Si capisce bene che quanto più la corrente è alta, tanto più si hanno portatori minoritari al livello delle giunzioni da bloccare, cioè che il tempo di estinzione aumenta quando la corrente diretta (prima della commutazione) aumenta, fig.22; la pendenza di variazione di questa corrente ha ancora più influenza: infatti, se quest'ultima diminuisce molto lentamente, una grande parte dei portatori minoritari sparisce prima dell'estinzione.

Tuttavia, ciò non è valido che in prima approssimazione e un di/dt forte, quando la corrente è negativa, ha piuttosto un effetto favorevole. Inversamente, il caso in cui il di/dt è grandissimo quando la corrente è positiva e molto meno grande quando la corrente è negativa (o, ciò che fa lo stesso, quando la punta di corrente negativa risulta diminuita) è sfavorevolissimo; questo caso può verificarsi, per esempio, se si usa un reattore saturato destinato a diminuire il di/dt all'estinzione. Dopo il cambiamento di segno della corrente, l'induttanza si desatura e limita la corrente inversa.

### Riapplicazione della tensione negativa

Il tempo di estinzione varia molto con la tensione negativa riapplicata fin tanto che questa è compresa fra 0 e 100 V; al disopra il suo effetto è poco sensibile (fig. 23).

### Tensione di porta

Anch'essa ha influenza sulla temperatura di estinzione: per i tiristori 35 A a lega, una polarizzazione negativa permette di guadagnare il 10%; per i tiristori molto piccoli, questa influenza può diventare importantissima (certi piccoli tiristori rapidi usati nei circuiti

di deviazione orizzontale in televisione hanno il  $t_q$ , che può scendere a valori estremamente bassi, da 3 a 4  $\mu s$ , con una fortissima polarizzazione negativa); invece, questa influenza è trascurabile per i grossi tiristori.

### Riapplicazione della tensione diretta

Il tempo di estinzione varia con la tensione riapplicata e soprattutto con la velocità di variazione  $dv/dt$  di questa tensione. Questa influenza varia molto da un tipo di tiristore all'altro, secondo la struttura della giunzione PN di catodo.

Lo studio di tutti questi parametri dimostra che bisogna essere molto prudenti quando si confrontano i valori indicati, senza che siano precisate le condizioni di misura. Attualmente si può solo dolersi che queste condizioni non siano meglio definite nelle diverse norme e raccomandazioni internazionali.

### Il $dv/dt$

Quando si supera « la velocità critica di incremento della tensione allo stato di bloccaggio » ( $dv/dt$ ), il tiristore può innescarsi. Per meglio esaminare questo fenomeno è interessante riprendere lo schema equivalente di fig. 24: fra la base di  $T_1$  e l'emettitore di  $T_2$ , c'è una capacità  $C$  tutt'altro che trascurabile; se la tensione cresce con la pendenza  $dv/dt$ , questa capacità viene attraversata da una corrente  $i_c = C dv/dt$ , che rischia di far innescare il tiristore.

### Condizioni di misura

Il primo metodo consiste nell'applicare al tiristore in prova, un gradino di tensione lineare crescente con la pendenza  $dv/dt$  e nel verificare ch'esso non inneschi. È importante osservare

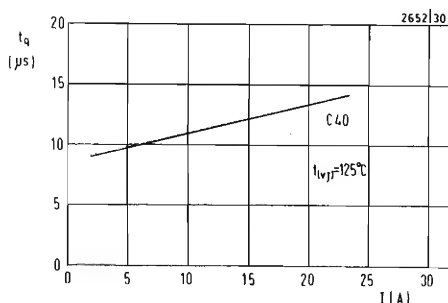


Fig. 22 - Influenza della corrente diretta su  $t_q$ .

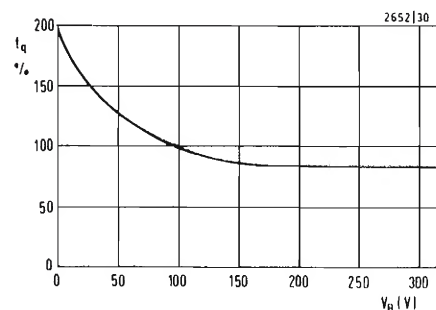


Fig. 23 - Influenza della tensione inversa sul tempo di estinzione.

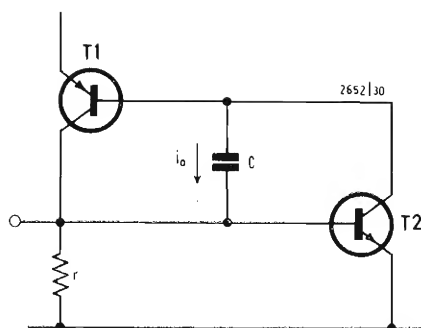


Fig. 24 - Circuito equivalente del tiristore.

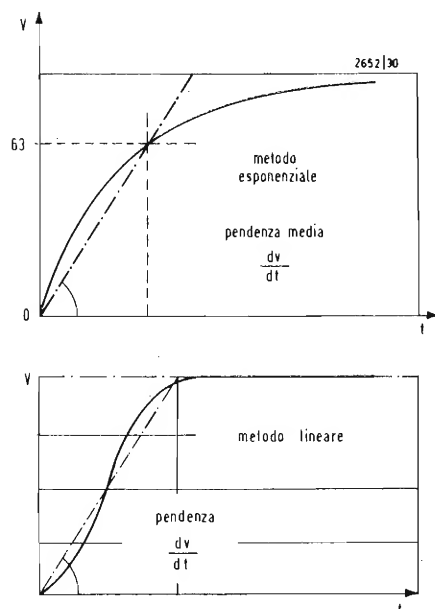


Fig. 25 - Condizioni di misura del dv/dt.

che la misura ha senso solo se si applica questa tensione fino ad un valore relativamente alto  $V_{max}$  che sia o  $V_{DWM}$  (eventualmente  $V_{DRM}$ ), o  $0,67 V_{DWM}$ . L'usanza tende attualmente ad adottare quest'ultimo valore, il che parrebbe criticabile; infatti, quando un utente calcola un circuito a tiristore, assume sempre un coefficiente di sicurezza fra la tensione massima che avrà in servizio e  $V_{DWM}$  (questo coefficiente varia da 1,5 per il materiale elettrodomestico a oltre 3 per gli apparati di potenza usati in elettrochimica). Il  $dv/dt$  può provenire da diverse cause, precisamente:

— dal funzionamento stesso del circuito: sovratensione di commutazione dei ponti a tiristori, riapplicazione della tensione agli ondulatori etc. In questo caso, il valore al quale può salire la tensione transitoria è alto, ma conosciuto. Di regola in questo caso si adotta il 67%;

— da parassiti esterni al circuito (colpo di fulmine, sovratensione di manovra, interruzione di un'induttanza etc.). In questo caso, malgrado le protezioni, l'ampiezza della sovratensione transitoria è mal conosciuta e difficilissima da misurare, ma può essere vicinissima a  $V_{DRM}$ . L'utente ha tutto l'interesse a conoscere le possibilità di  $dv/dt$  del suo tiristore, poichè un tiristore garantito per un dato valore del  $dv/dt$ , quando la tensione non salga oltre il 67% di  $V_{DWM}$ , è facilissimo che non possa sopportare che la metà di questo gradiente sulla tensione portata a  $V_{DWM}$ .

Il metodo di misura « lineare » è spesso sostituito dal metodo esponenziale (fig. 25), che dà risultati sensibilmente coincidenti (ma è considerato un po' meno sfavorevole). Questo metodo consiste nell'applicare una tensione:

$$V = V_{max} [1 - \exp(-t/\theta)].$$

Per definizione, arbitraria, il  $dv/dt$  applicato al tiristore è:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0,63 V_{max}}{\theta}.$$

Ciò corrisponde al valore medio della pendenza fra i tempi  $t = 0$  e  $t = \theta$ . Si noti che la pendenza all'origine è  $dv/dt_0 = 1,58 dv/dt$  e che la pendenza tende a zero quando ci si avvicina a  $V_{max}$ . In conclusione, tutto ciò che tende a rendere più difficili le condizioni di innesco tende ad aumentare il  $dv/dt$ .

### Resistenza dell'elettrodo porta

Si vede in fig. 24, che se si dispone una resistenza tra la porta e il catodo, questa resistenza deriva una parte della corrente capacitiva e rende più difficile l'innesco del tiristore.

Questo metodo è estremamente efficace per i piccoli tiristori (la resistenza devia parimenti una parte della corrente di fuga del transistor  $T_1$ ), al punto che le condizioni di funzionamento di certi piccoli tiristori (tiristori in contenitore TO-5, tiristori planari) sono sempre specificati con una resistenza di porta. Per i grossi tiristori si utilizza un altro metodo, che consiste nell'introdurre, in sede di costruzione, un certo numero di resistenze localizzate nella giunzione NP del catodo. Queste resistenze sono chiamate corti circuiti di porta e svolgono approssimativamente la funzione di una resistenza esterna. La sensibilità del tiristore risulta un poco più bassa, ma la sua tenuta in tensione è migliore e soprattutto, esso tiene molto meglio al  $dv/dt$ . I primi tiristori avevano  $dv/dt$  da 10 a 30 V/ $\mu$ s; ora si arriva a garantire 500 V/ $\mu$ s con corti circuiti di porta.

### Polarizzazione della porta

Una polarizzazione negativa di porta

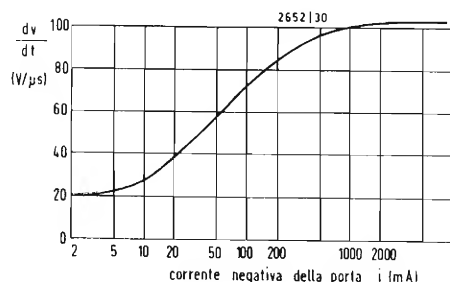


Fig. 26 - Influenza della polarizzazione negativa su un tiristore a lega (senza corto circuito di porta).

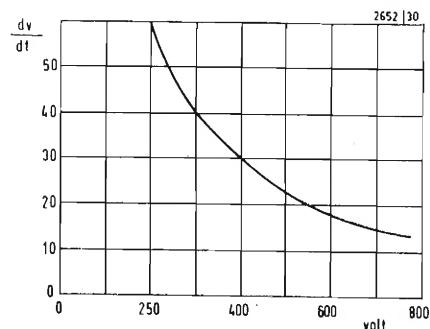


Fig. 27 - Variazione del  $dv/dt$  in funzione dell'ampiezza della tensione, per un tiristore a lega.

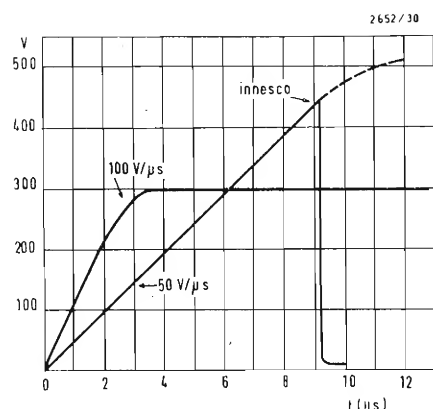


Fig. 28 - Controllo di un tiristore in  $dv/dt$ : il tiristore in prova innesca a  $50 \text{ V}/\mu\text{s}$  quando la tensione finale è  $500 \text{ V}$ ; invece, esso « tiene »  $100 \text{ V}/\mu\text{s}$  con la tensione finale  $300 \text{ V}$ .

fa all'incirca lo stesso effetto della resistenza di porta, ma il risultato è più efficace (fig. 26).

Per i tiristori ordinari, una polarizzazione negativa di qualche volt può facilmente triplicare la tenuta in  $dv/dt$ . Nei tiristori costruiti con corti circuiti di porta, l'effetto è molto meno netto e varia secondo i tipi (l'effetto è tanto più notevole, quanto più piccolo è il tiristore). La polarizzazione negativa offre pure il grande vantaggio di aumentare l'immunità ai disturbi. Tuttavia è questa una tecnica costosa (in circuito), che tende a scomparire di fronte ai progressi fatti dai tiristori.

### Temperatura della giunzione

Salvo controindicazione, il  $dv/dt$  è definito alla temperatura massima di giunzione; esso aumenta considerevolmente quando la temperatura diminuisce. Per i tiristori a lega, il  $dv/dt$ , alla temperatura ambiente è da 4 a 10 volte più grande del valore garantito a  $125^\circ \text{C}$ .

### Influenza dell'ampiezza della tensione

Il limite d'innesco in  $dv/dt$  è anche esso, come il limite dell'innesco per la porta, male definito; il tiristore tende ad innescarsi, perché la sua porta riceve una corrente capacitiva; a questa corrente bisogna aggiungere la corrente di fuga, che a caldo non è più trascurabile e dipende molto dalla tensione. Ciò spiega perché il  $dv/dt$  che il tiristore può sopportare dipenda dalla tensione finale (fig. 28).

Quando si fa innescare un tiristore attraverso la porta, il  $t_d$  varia molto quando la corrente di adescamento è debolissima; questo  $t_d$  può essere ben maggiore del  $t_d$  normale. Quando un tiristore innesca in  $dv/dt$ , c'è talvolta

un fenomeno analogo; il tiristore può innescarsi parecchi microsecondi dopo che sia stato sottoposto alla variazione di tensione (figura 28 e 29). È per questo che si raccomanda, in sede della progettazione degli strumenti di prova, di far sì che le tensioni siano mantenute parecchi microsecondi dopo la salita (fig. 29).

### Influenza di una tensione preesistente

Il  $dv/dt$  corrispondente alla definizione teorica è raramente quello che viene applicato ad un tiristore in servizio nel suo impianto. Nella maggior parte dei casi, il  $dv/dt$  è sovrapposto ad una tensione preesistente; nei casi dove questa tensione è negativa, si comprende bene che la tenuta in  $dv/dt$  sia migliorata, perché, per una data ampiezza di perturbazione, il valore finale della tensione è più basso. Ma c'è un altro fenomeno: l'applicazione preventiva di una tensione sposta i portatori della giunzione e tende a diminuire la capacità corrispondente. L'esperienza dimostra effettivamente che una tensione preesistente, anche se positiva, ha un effetto alquanto favorevole. Concludendo, il  $dv/dt$  isolato, come è previsto dalle norme, corrisponde dunque al caso più sfavorevole.

La prova in  $dv/dt$  corrisponde ad un controllo delle condizioni di funzionamento verso la gamma delle alte frequenze. Questo metodo di prova è poco familiare agli elettronici, che hanno piuttosto l'abitudine di fare rilievi in frequenza; ma è da gran tempo che è praticato in elettrotecnica. Tutte le macchine grosse (trasformatori, disgiuntori, alternatori) vengono provate con onda d'urto, in generale con una tensione il cui tempo di salita è di  $1 \mu\text{s}$  (onda 1/50), il che equivale a dire che esse subiscono forti  $dv/dt$ .

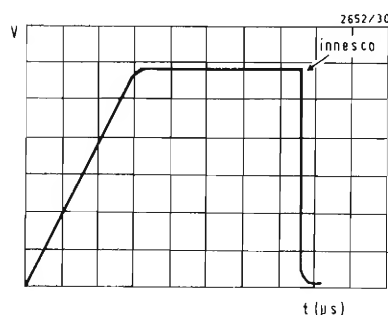


Fig. 29 - Il tiristore innesca in  $dv/dt$  parecchi microsecondi dopo la salita.

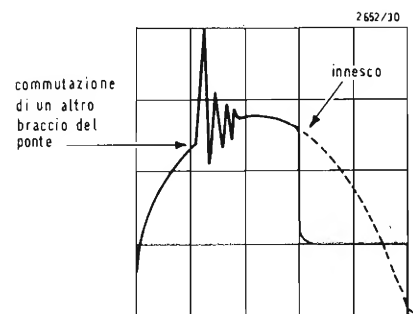


Fig. 30 - Tensione ai capi di un tiristore (circuito a ponte).



dott. M. Cominetti

# I transistori unipolari ad effetto di campo

*Considerazioni teoriche sull'impiego del transistor ad effetto di campo come reattanza controllabile mediante una tensione continua di polarizzazione.*

## 3.1 - Introduzione

Nella tecnica dei circuiti impieganti tubi elettronici o componenti allo stato solido si utilizza talvolta il tubo o il transistor come tipico componente reattivo, capacitivo o induttivo, in regime lineare; contemporaneamente si richiede in genere di disporre di un mezzo comodo e opportuno per comandare il valore di tale reattanza, come ad esempio nel caso della modulazione di frequenza oppure nel controllo automatico della frequenza di un oscillatore. Il transistor ad effetto di campo permette di risolvere in modo soddisfacente questi problemi potendo ad esempio costituire una reattanza di tipo capacitivo o induttivo, entro tutta la banda di frequenze interessante il segnale televisivo in bianco e nero o a colori. La notevole dinamica di regolazione di tale reattanza suggerisce, oltre alle applicazioni ora ricordate, l'interessante possibilità di impiego nei quadripoli passivi (a  $R, L, C$ ) per ottenere funzioni di trasferimento variabili mediante il semplice controllo di una opportuna tensione continua di polarizzazione.

Nel corso della presente monografia, dedicata allo studio delle più interessanti applicazioni dei transistori ad effetto di campo, viene sviluppata una analisi teorica e sperimentale della « reattanza controllata » realizzata con il FET; si presentano, come applicazioni, i circuiti sperimentali di un filtro passa basso di tipo  $R, L, C$  ed il circuito di un oscillatore controllato in frequenza.

## 3.2 - Considerazioni teoriche sul funzionamento del FET come capacità variabile

Un FET funzionante nella regione di saturazione delle caratteristiche statiche di raccogliore e collegato secondo lo schema di principio di fig. 3.1, ossia con controeazione di tensione fra i

terminali di raccogliore ( $D$ ) e di controllo ( $G$ ), si comporta come un bipolo di tipo reattivo se l'impedenza  $Z_1$  è puramente reattiva e l'impedenza  $Z_2$  puramente resistiva; anzi se la rete passiva  $Z_1$  e  $Z_2$  è tale che la corrente di raccogliore  $I_{ds}$  risulti sfasata in anticipo (o in ritardo) di  $90^\circ$  rispetto alla tensione di segnale applicata fra controllo e sorgente, allora il FET si comporta come una « capacità » (o una « induttanza ») funzione del valore della sua transconduttanza  $g_m$  nella regione di saturazione.

Per una analisi accurata del dispositivo si preferisce utilizzare il circuito equivalente di fig. 3.2, valido in regime lineare per piccoli segnali. Si è indicato con  $r_{ds}$  la resistenza differenziale di uscita e con  $\mu V_{gs}$  il generatore equivalente della tensione di segnale nel circuito di raccogliore, mentre con  $C$  ed  $R$  si individuano i componenti della rete passiva di controeazione.

Indicando con  $V_{as}$  la tensione di segnale e con  $I$  la corrente entrante nel nodo  $D$ , questa è la somma della corrente  $I_C$  che percorre il ramo di reazione della corrente di raccogliore  $I_D$  del FET. Con semplici passaggi algebrici si deduce (V. Appendice) la seguente espressione dell'ammettenza equivalente del bipolo fra i terminali  $D$  e  $S$ :

$$Y = \frac{1}{R - jX_C} + \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{g_m} - j} + \frac{1}{RC\omega}} + \frac{1}{r_{ds}} \quad (3.1)$$

Con un immediato procedimento di sintesi si risale da questa espressione al circuito equivalente di fig. 3.3. In esso vi compaiono tre impedenze in parallelo ossia:

— la resistenza d'uscita del FET:  $r_{ds}$   
— l'impedenza della rete di controeazione:  $R - jX_C$

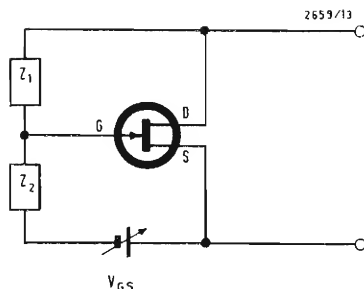


Fig. 3.1 - Schema di principio del bipolo reattivo ottenuto mediante un transistor ad effetto di campo.

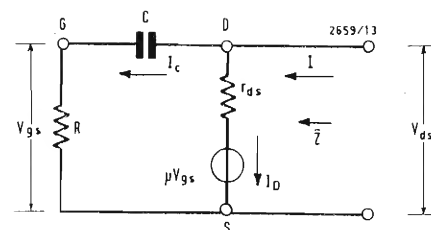


Fig. 3.2 - Circuito equivalente in regime lineare per piccoli segnali.

— la reattanza equivalente del FET:

$$\frac{1}{g_m} - j \frac{1}{g_m \omega RC}$$

Se il valore del modulo delle prime due impedenze è molto elevato rispetto alla terza e se  $1/\omega RC$  è grande rispetto all'unità, l'espressione 3.1 si semplifica ulteriormente in

$$Y \cong \frac{1}{\frac{1}{g_m} - j \frac{1}{g_m \omega RC}} \quad (3.2)$$

Risalendo infine all'impedenza equivalente ( $Z = 1/Y$ ) del bipolo fra i terminali D e S si può dire che, con le ipotesi formulate in precedenza, essa è costituita da una capacità di valore  $g_m RC$  con in serie una resistenza di valore  $1/g_m$ . Ora, poiché la transconduttanza  $g_m$  del transistor ad effetto di campo dipende dalla tensione continua  $V_{GS}$  di polarizzazione secondo la relazione

$$g_m = \left[ \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right]_{V_{DS} = \text{cost}} = g_M \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right] \quad (3.3)$$

ottenuta derivando rispetto a  $V_{GS}$  l'espressione ormai nota della corrente di raccoglimento

$$I_{DS} = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]^2 \quad (3.4)$$

si deduce che la capacità equivalente del FET fra i terminali D e S gode della interessante proprietà di poter venire controllata dalla tensione continua  $V_{GS}$ . L'espressione definitiva di tale capacità, è infatti la seguente

$$C_{eq} \cong g_m RC = g_M \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right] RC \quad (3.5)$$

dove secondo le assunzioni del paragrafo 1.8 si è indicato con  $g_M$  il valore massimo della transconduttanza in corrispondenza a  $V_{GS} = 0$  Volt e con  $V_p$  il valore della tensione continua  $V_{GS}$  che provoca lo strozzamento del canale conduttore fino ad annullare la corrente di raccoglimento.

### 3.3. - Il transistor ad effetto di campo funzionante da induttanza

Se nello schema di principio di fig. 3.1 la  $Z_1$  è una resistenza pura  $R$  e  $Z_2$  una capacità  $C$ , si può dimostrare che, con le ipotesi

$$\left| R + \frac{1}{j\omega C} \right| \gg \left| \frac{1}{g_m} + j\omega L \right| \quad (3.6)$$

$$R \gg \frac{1}{\omega C},$$

il FET si presenta fra gli elettrodi D ed S come una « induttanza » di valore

$$L_{eq} \cong \frac{RC}{g_m} = \frac{RC}{g_M \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right]} \quad (3.7)$$

con in serie la resistenza  $1/g_m$ ; il circuito equivalente è rappresentato in fig. 3.4.

### 3.4. - Considerazioni sul fattore di merito della reattanza equivalente

Secondo le deduzioni teoriche in precedenza ottenute si associa in serie alla reattanza equivalente del FET una resistenza di valore  $1/g_m$ ; ciò pone ovviamente in discussione il valore effettivo

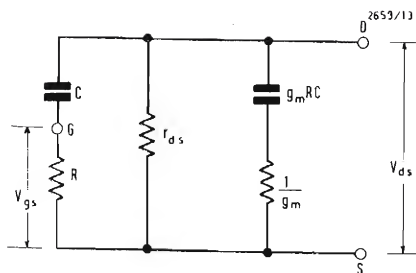


Fig. 3.3 - Rete equivalente fra i terminali raccoglitore e sorgente di un FET funzionante da reattanza capacitiva.

del fattore di merito  $Q$  della reattanza equivalente. Se si trascura in prima approssimazione l'effetto della impedenza della rete di controreazione è facile dimostrare la validità delle due relazioni seguenti:

$$Q_{(Ceq)} = \frac{\omega RC}{\frac{g_{os}}{g_m} + (\omega RC)^2 \left[ 1 + \frac{g_{os}}{g_m} \right]} \quad (3.8)$$

$$Q_{(Leq)} = \frac{\omega RC}{1 + \frac{g_{os}}{g_m} [1 + (\omega RC)^2]} \quad (3.9)$$

In seconda approssimazione se  $g_m/g_{os} \gg 1$ , come accade normalmente per transistori di corrente produzione, si deducono le relazioni più approssimate, ma certo di più immediata interpretazione:

$$Q_{(Ceq)} \cong \frac{1}{\omega RC}; \quad Q_{(Leq)} \cong \omega RC \quad (3.10)$$

Queste relazioni dimostrano una totale indipendenza del fattore di merito dalla transconduttanza del transistor, almeno entro il campo di frequenze in cui valgono le ipotesi semplificative in precedenza formulate, mentre stabiliscono una dipendenza dalla frequenza  $f = \omega/2\pi$  e dalla costante di tempo  $T = RC$  della rete di controreazione.

In particolare la possibilità di utilizzazione del FET alle frequenze elevate è dunque subordinata, nel caso capacitivo all'impiego di un piccolo valore della costante  $T$  e nel caso induttivo a valori elevati della stessa costante.

### 3.5. - Dinamica di variazione della reattanza capacitiva

Limitando lo studio al FET che si comporta come una capacità, è interessante conoscere la dinamica di variazione della  $C_{eq}$  in funzione della tensione continua di controllo  $V_{GS}$ . Derivando la relazione 3.5 rispetto a  $V_{GS}$  si ottiene

$$\frac{dC_{eq}}{dV_{GS}} = \frac{d}{dV_{GS}} \left[ g_m RC - g_m RC \frac{V_{GS}}{V_p} \right] = \frac{g_m RC}{V_p} \quad (3.11)$$

Considerando le variazioni assolute della  $C_{eq}$ , corrispondenti alla variazione di  $V_{GS}$  da 0 a  $V_p$ , si può scrivere:

$$|\Delta C_{eq}| = |\Delta V_{GS}| \frac{g_m RC}{V_p} = g_m RC \quad (3.12)$$

poiché

$$|\Delta V_{GS}| = |V_p|$$

Questa importante relazione stabilisce dunque che la variazione totale della capacità rappresentata dal FET è proporzionale alla transconduttanza massima, ed alla costante di tempo  $RC$ .

Per il FET tipo BF246 Texas il valore di  $g_m$  è mediamente superiore a 15 mA/volt mentre per il tipo BF245C Texas  $g_m$  è mediamente superiore a 6 mA/volt; con questi valori è possibile ottenere fino alla frequenza di 15 MHz variazioni di capacità dell'ordine di 20 e 7 volte rispettivamente. La costante  $T$  non può tuttavia assumere valori arbitrari, ma è limitata dalle due condizioni seguenti:

$$1) \quad R \ll \frac{1}{\omega C}$$

2) e dalla relazione (3.1)

$$\left| R - \frac{j}{\omega C} \right| \gg \left| \frac{1}{g_m} - \frac{j}{g_m \omega RC} \right|$$

Estendendo la disuguaglianza alle parti reali e immaginarie si deduce:

$$R \gg \frac{1}{g_m}$$

e pertanto, in tutto il campo di regolazione, la costante  $T = RC$  deve essere definita dalla relazione seguente:

$$\frac{C}{g_{min}} \ll RC \ll \frac{1}{\omega_M} \quad (3.13)$$

Questa disuguaglianza, unitamente alla espressione (3.5) stabilisce una relazione fondamentale per il progetto delle reti lineari che utilizzano il FET come capacità variabile.

### 3.6. - Alcune applicazioni del transistor ad effetto di campo funzionante come capacità controllata

#### 3.6.1. - Rete lineare passiva di tipo passa basso

Un elementare filtro passa basso si può realizzare collegando in serie una induttanza, una resistenza e una capacità e prelevando il segnale utile ai capi di quest'ultima (fig. 3.5). Se il coefficiente di smorzamento  $\epsilon$  del circuito è maggiore o uguale a 0,7 il segnale in uscita

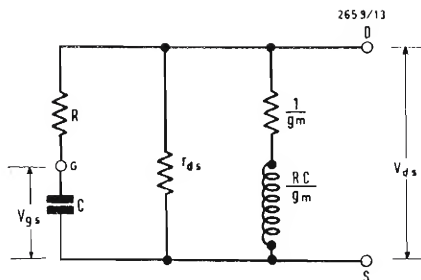


Fig. 3.4 - Rete equivalente fra i terminali raccoglitore e sorgente di un FET funzionante da reattanza induttiva.



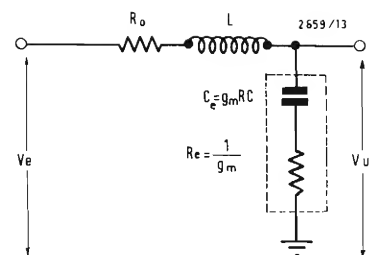


Fig. 3.5 - Filtro passa basso RLC con funzione di trasferimento  $G(f)$  controllabile.

non è influenzato da indesiderati fenomeni di sovratensione e la funzione di trasferimento della rete, ossia  $G(f) = V_u/V_e$ , può venire controllata variando la tensione continua di polarizzazione del transistor ad effetto di campo che funziona da capacità.

Il circuito che si è realizzato in via sperimentale è rappresentato in fig. 3.6; il transistor  $T_1$  oltre a funzionare da convertitore di impedenza, comportandosi come un generatore ideale di tensione per il segnale, fornisce anche l'opportuna tensione continua per l'alimentazione del FET ( $T_2$ ). Come si è detto in precedenza il FET deve infatti funzionare nella regione di saturazione delle caratteristiche statiche in tutto il campo di regolazione della tensione continua di controllo  $V_{GS}$ ; la caduta di potenziale che si stabilisce ai capi della resistenza di smorzamento  $R_o$  deve perciò garantire una tensione continua  $V_{DS}$  sempre superiore a  $|V_p|$ , essendo questa, come è noto, la tensione che stabilisce il limite fra la regione ohmica e la regione di saturazione quando  $V_{GS} = 0$  V. (par. 1.7).

Per il FET BF246 in esame, caratterizzato da  $V_p = -2$  volt,  $I_{DSS} = 15$  mA,  $g_m = 15$  mA/volt, si è fissato un potenziale continuo di  $+25$  V sull'emettitore di  $T_1$  e si è scelto una resistenza  $R_o$  di 500 ohm, valore che soddisfa contemporaneamente alle condizioni di alimentazione del FET e di smorzamento del filtro.

Le considerazioni di progetto del filtro, di cui si vuole definire la legge di dipendenza della caratteristica di trasferimento  $G(f)$  dalla tensione continua di controllo  $V_{GS}$ , verranno svolte sulla base delle seguenti ipotesi semplificative:

- 1) si trascura l'effetto della resistenza dinamica del FET ( $r_{ds}$ ) sicuramente molto maggiore di  $R_o$ .
  - 2) si trascurano le capacità interelettrodiche del FET
  - 3) si trascura la capacità d'ingresso dello stadio di prelievo del segnale.
- Stabilita inoltre la massima frequenza di taglio del filtro, corrispondente al valore minimo di  $C_{eq}$ , si procede a definire il valore della costante di tempo  $RC$  della rete di controreazione in accordo con la 3.13.

Se

$$f_M = 10 \text{ MHz}$$

$$C = 5 \text{ pF}$$

$$g_{min} \cong 1 \text{ mA/volt}$$

scegliendo  $R = 2$  kohm si ottiene

$$5 \cdot 10^{-9} < 10 \cdot 10^{-9} < 16 \cdot 10^{-9}$$

Questo valore limite della disuguaglianza si può ritenere accettabile e perciò si assume

$$T = RC = 1 \cdot 10^{-8} \text{ sec}$$

Il valore della costante di tempo  $T$  va dunque determinato con un opportuno compromesso fra due condizioni contrastanti: l'estensione dell'impiego del filtro alle frequenze elevate richiede un basso valore di  $T$  mentre l'aumento della dinamica di controllo della funzione di trasferimento richiede un elevato valore di  $T$ .

Dopo queste preliminari considerazioni di progetto si deve ora studiare il comportamento del filtro deducendone innanzitutto l'espressione del modulo della funzione di trasferimento; si può dimostrare che

$$|G(x)| = \left| \frac{V_u}{V_e} \right| = \frac{L}{\sqrt{(1 - X^2)^2 + (2\epsilon X)^2}} \quad (3.14)$$

essendo  $\epsilon$  il coefficiente di smorzamento della rete definito come rapporto fra la resistenza totale della rete e la resistenza critica ed  $X$  il rapporto fra la pulsazione generica  $\omega$  e la pulsazione di risonanza  $\omega_o = 1/\sqrt{LC_e}$ .

Si tratta di una funzione razionale fratta che, convertita in unità logaritmiche decimali (u.l.d.), può venire rappresentata graficamente come curva risultante della somma algebrica fra le curve che rappresentano la funzione al numeratore, con pendenza  $+20$  db/decade, e la funzione al denominatore, con pendenza  $-40$  db/decade. La prima curva espressa in u.l.d. assume il valore  $+3$  db alla pulsazione

$$\omega_1 = \frac{1}{RC} = 10^8 \text{ rad/sec}$$

e quindi alla frequenza

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = 15,9 \text{ MHz}$$

ed è del tutto indipendente dalla tensione  $V_{GS}$  di controllo. La seconda curva dipende invece dalla tensione di controllo attraverso i parametri  $\epsilon$  e  $C_{eq}$  che agli estremi del campo di regolazione valgono rispettivamente

$$\begin{aligned} \epsilon &\cong 0,7 \\ C_{eq} &= 150 \text{ pF} \quad (V_{GS} \cong 0 \text{ V}) \\ \epsilon &\cong 1 \\ C_{eq} &= 10 \text{ pF} \quad (V_{GS} = V_p = -2 \text{ V}) \end{aligned}$$

Essa assume i valori  $-6$  db alla frequenza  $f_2 = 3,78 \text{ MHz}$ , e  $-3$  db alla frequenza  $f_3 \cong 14,5 \text{ MHz}$ . Riportando ora nel piano  $(|G|; f)$  questi tre valori di frequenza caratteristici e disegnando le curve (1), (2) e (3) si ottiene il grafico di fig. 3.7a che rappresenta le due caratteristiche limiti di attenuazione del

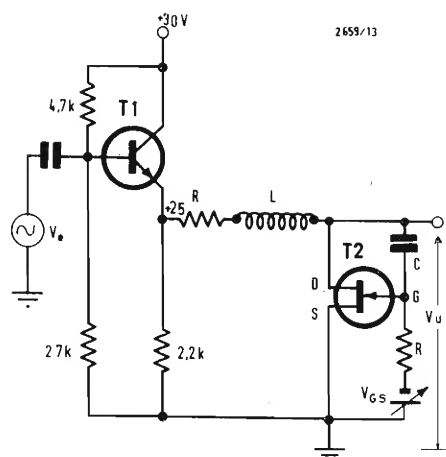


Fig. 3.6 - Filtro passa basso RLC - circuito sperimentale.

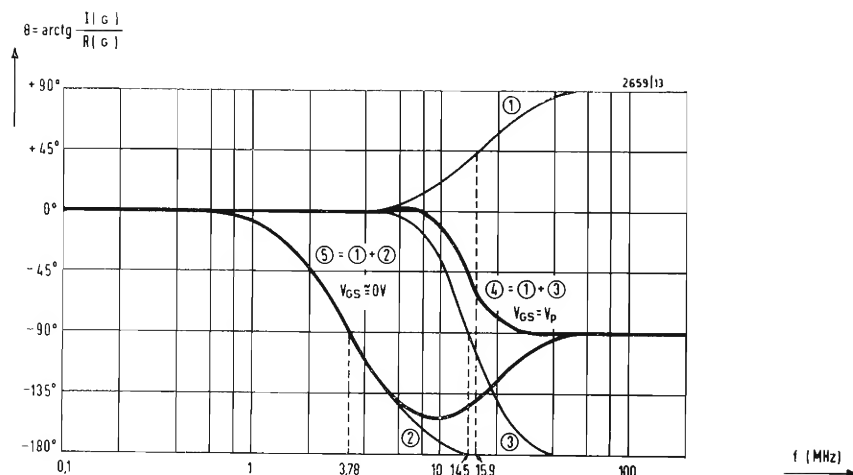


Fig. 3.7a - Caratteristica fase-frequenza del filtro passa basso di fig. 3.6 per le due condizioni limiti della tensione di controllo del FET.

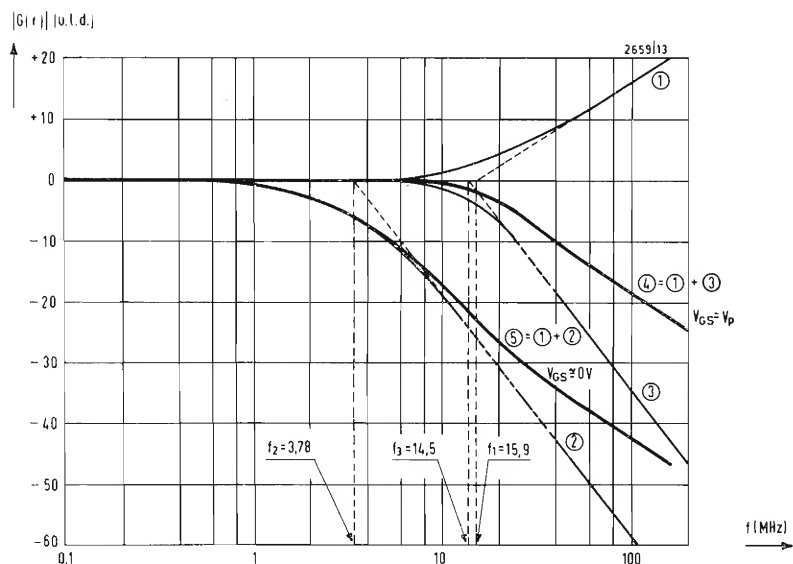


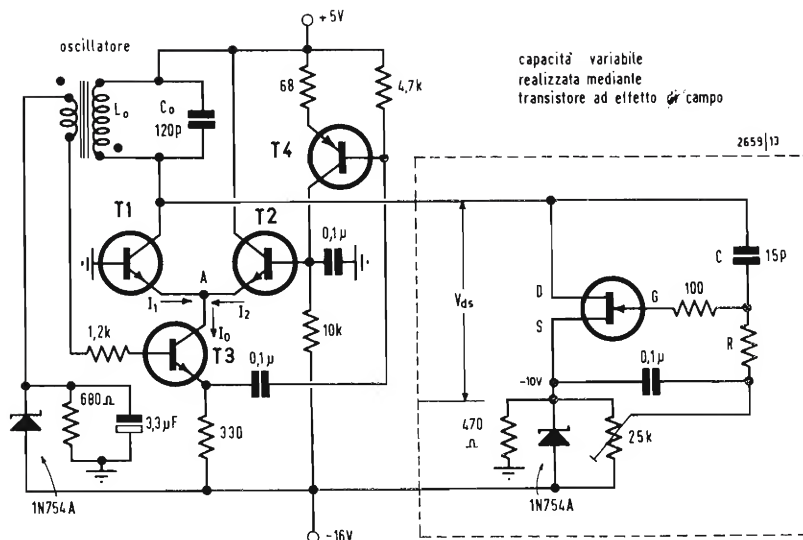
Fig. 3.7b - Caratteristica ampiezza-frequenza del filtro passa basso di fig. 3.6 per le due condizioni limiti della tensione di controllo del FET.

filtro. Contemporaneamente nel grafico di fig. 3.7b sono rappresentate le due curve di fase del filtro (4, 5); esse si ottengono come somma algebrica degli sfasamenti relativi alle funzioni componenti. In corrispondenza alla frequenza  $f_1$  lo sfasamento per la curva (1) vale  $+45^\circ$  e tende a zero per  $f \rightarrow 0$  e a  $+90^\circ$  per  $f \rightarrow \infty$ . Per le altre curve gli sfasamenti sono invece di  $-90^\circ$  in corrispondenza alle frequenze  $f_2$  e  $f_3$  e tendono a zero per  $f \rightarrow 0$  ed a  $-180^\circ$  per  $f \rightarrow \infty$ .

A conclusione di questa applicazione del transistor ad effetto di campo come capacità controllata si osserva che le caratteristiche di attenuazione e fase del filtro dipendono essenzialmente dalla transconduttanza  $g_m$  del FET sia per quanto riguarda la dinamica di regola-

zione della frequenza di taglio che per la pendenza in decibel/decade delle caratteristiche medesime. Già si è visto infatti che la variazione della frequenza di taglio è uguale alla radice quadrata della variazione di capacità del FET e quindi alla radice quadrata di  $g_m$ . Con il FET BF246 si ottiene in effetti una dinamica di regolazione della frequenza di taglio dell'ordine di 4 corrispondente all'incirca a  $\sqrt{g_m}$ . Una maggior dinamica si può ottenere solo utilizzando transistori con più elevata transconduttanza spesso a scapito però di minori prestazioni in alta frequenza a causa di non trascurabili valori delle capacità interelettrodiche. Elevati valori di transconduttanza sono desiderabili anche al fine di migliorare il fattore di merito della capacità del FET ridu-

Fig. 3.8 - Circuito sperimentale di un oscillatore a induttanza-capacità controllato in frequenza mediante un transistor ad effetto di campo funzionante da capacità. L'ampiezza del segnale di uscita rimane costante in tutto il campo di regolazione della frequenza.



cendo l'effetto delle perdite conglobate nella resistenza serie  $R_e = 1/g_m$ ; se  $R_e$  tende a zero la pendenza della caratteristica di attenuazione si avvicina sensibilmente a  $-40$  dB/decade tipici del filtro passa basso di tipo  $R, L, C$ .

### 3.6.2. - Controllo della frequenza di un oscillatore mediante un FET funzionante da capacità

Come seconda applicazione si descrive il circuito di un'oscillatore alla frequenza centrale di 500 KHz controllabile mediante un FET derivato in parallelo al circuito risonante ( $L_o; C_o$ ) e funzionante da capacità (fig. 3.8). L'oscillatore, realizzato con tre transistori ( $T_1, T_2, T_3$ ) è del tipo a circuito

accordato di collettore;  $L_o$  e  $C_o$  rappresentano l'induttanza e la capacità « fisse » del circuito risonante, ed il funzionamento a regime avviene in classe A con un segnale d'uscita sinusoidale con basso contenuto armonico. La variazione della frequenza si ottiene controllando la tensione di polarizzazione del FET. Poiché al variare della frequenza varia l'ampiezza del segnale in uscita secondo la curva di selettività del circuito risonante, si è provveduto ad un controllo automatico del livello del segnale d'uscita al fine di mantenerlo costante entro tutto il campo di regolazione. Questa soluzione presenta un certo interesse consentendo ad esempio di realizzare un « oscillatore a spaz-

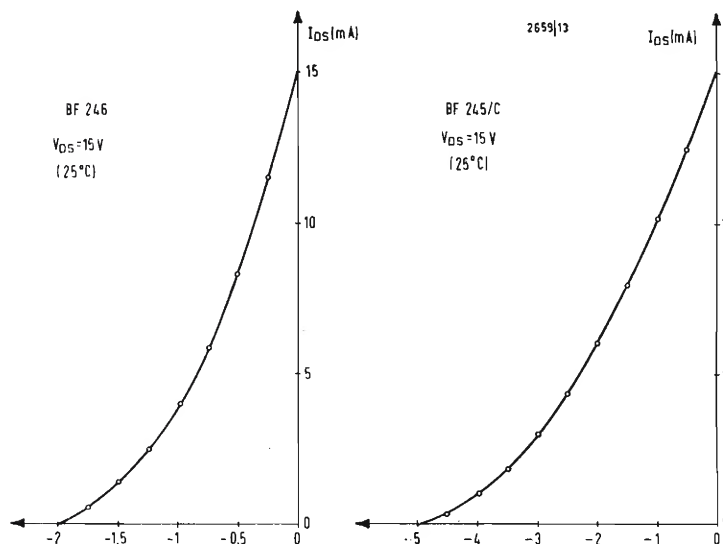


Fig. 3.9 - Caratteristiche mutue dinamiche tipiche dei FET Texas BF246 e BF245-c.



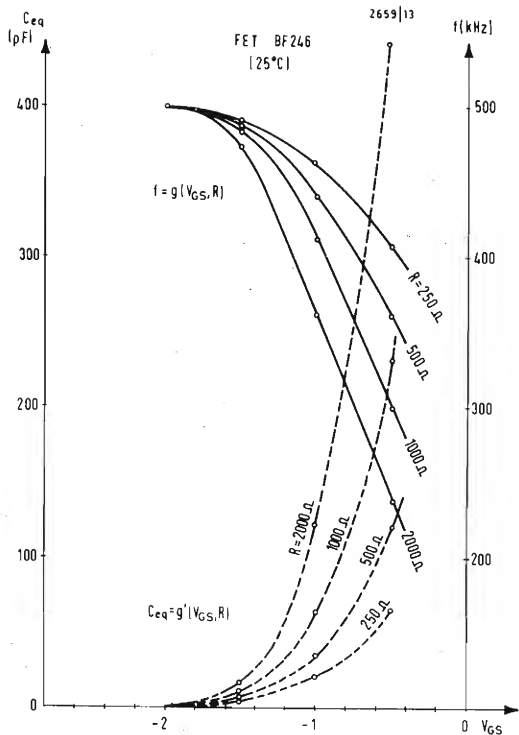


Fig. 3.10 - Leggi di variazione della frequenza dell'oscillatore e della capacità equivalente del FET BF 246 in funzione della tensione continua di controllo.

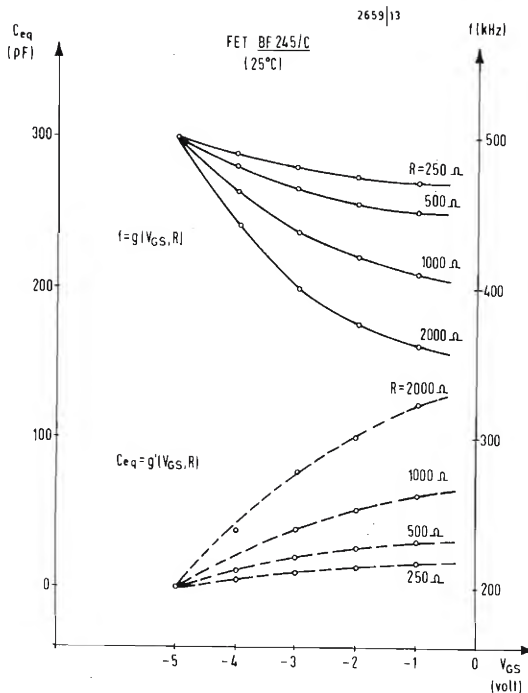


Fig. 3.11 - Leggi di variazione della frequenza dell'oscillatore e della capacità equivalente del FET BF 245-c in funzione della tensione continua di controllo.

zolamento » in cui la variazione della frequenza avviene in modo continuo su comando di una tensione di polarizzazione a dente di sega.

Il circuito impiegato utilizza il transistor  $T_4$  come rivelatore di picco e come pilotaggio in base di  $T_2$  con una corrente continua  $I_2$  proporzionale all'ampiezza del segnale d'uscita.

La corrente continua  $I_o$  nel nodo  $A$  è costantemente uguale a  $I_1 + I_2$  perché è imposta dal transistor  $T_3$  che funziona da generatore di corrente. Supportata alla corrente di polarizzazione si trova la corrente sinusoidale dell'oscillatore. Se il livello di uscita aumenta, aumenta la corrente  $I_2$ , diminuisce la corrente  $I_1$ , il transistor  $T_1$  tende ad interdursi; si riduce di conseguenza il livello d'uscita fino a riportarsi sul valore costante iniziale.

Il FET, collegato direttamente in parallelo al circuito risonante, si comporta come una capacità  $C_{eq}$ . Assumendo  $C_o$  sufficientemente elevato in modo da poter trascurare le capacità parassite del circuito e le capacità intereletttriche dei transistori, si può con buona approssimazione asserire che la frequenza di oscillazione, allorché il FET è scollegato, vale

$$f_o \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o C_o}} \quad (3.15)$$

Allorché il FET viene inserito la frequenza di oscillazione diventa:

$$f_o' = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o (C_o + C_{eq})}} \quad (3.16)$$

con

$$C_{eq} = g_m RC = g_m \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right] RC$$

Variando la tensione continua  $V_{GS}$  da 0 volt a  $V_p$  si è di volta in volta misurata la frequenza dell'oscillatore, ripetendo le misure per diversi valori della resistenza  $R$  (250, 500, 1000, 2000  $\Omega$ ) e per i due tipi di transistori Texas BF 246 e BF 245/C.

Si sono scelti questi due transistori, che presentano caratteristiche notevolmente diverse, per mettere in evidenza la stretta dipendenza della dinamica del controllo di frequenza dalle caratteristiche di trasferimento.

Fissati i valori  $C = 15 \text{ pF}$  e  $C_o = 120 \text{ pF}$ , si sono determinati i valori di resistenza  $R$  in base alla relazione (3.13). Si sono quindi riportati in tabella i risultati ottenuti. Inoltre si è ritenuto

interessante riportare in grafico la legge di variazione della frequenza e determinare per via sperimentale la capacità equivalente del FET in base ai valori di frequenza  $f_o$  e  $f'$ .

Eseguendo il rapporto fra le espressioni (3.15) e (3.16), si ottiene

$$\frac{f_o}{f'} = \sqrt{\frac{C_o + C_{eq}}{C_o}} = \sqrt{1 + \frac{C_{eq}}{C_o}}$$

e quindi

$$C_{eq} = C_o \left[ \left( \frac{f_o}{f'} \right)^2 - 1 \right] \quad (3.17)$$

Questi valori di capacità effettiva del FET presentano una notevole corrispondenza con i valori teorici  $C'_{eq} = g_m RC$  in tutto il campo di regolazione della tensione  $V_{GS}$ .

Si ottiene così una confortante verifica sperimentale della relazione 3.5 dedotta in precedenza mediante considerazioni puramente teoriche.

In fig. 3.9 sono rappresentate le caratteristiche tipiche di trasferimento a 25° dei FET BF246 e BF245/C. La pendenza di queste curve rappresenta la transconduttanza  $g_m$ . Nelle figg. 3.10 e 3.11 sono rappresentate le curve di variazione della frequenza dell'oscillatore e del-

la capacità equivalente del FET in funzione della tensione continua di controllo.

# Appendice

Utilizzando il circuito equivalente indicato in fig. 3.2 si vuol dimostrare la validità della relazione 3.1 che esprime sotto forma generale l'ammettenza del bipolo fra i terminali D e S.

Si può scrivere immediatamente:

$$I_c = \frac{V_{ds}}{R - jX_c}$$

$$V_{gs} = RI_c = \frac{R}{R - jX_c} V_{ds}$$

$$I_D = \frac{\mu V_{gs} + V_{ds}}{r_{ds}} =$$

$$= g_m \frac{R}{R - jX_c} V_{ds} + \frac{V_{ds}}{r_{ds}}$$

La corrente totale derivata dal bipolo vale:

$$I = I_c + I_D = \frac{V_{ds}}{R - jX_c} +$$

$$+ g_m \frac{R}{R - jX_c} V_{ds} + \frac{V_{ds}}{r_{ds}}$$

e l'ammettenza equivalente fra i terminali D e S risulta:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{I}{V_{ds}} = \frac{1}{R - jX_c} +$$

$$+ g_m \frac{R}{R - jX_c} + \frac{1}{r_{ds}}$$

Moltiplicando ora numeratore e denominatore del secondo termine per  $1/g_m$  si ottiene identicamente la 3.1.

Tabella I - Caratteristica del controllo di frequenza di un oscillatore a 500 kHz mediante un FET funzionante da capacità.

Tipo di transistorore	V <sub>gs</sub> (volt)	R = 250 Ω			R = 500 Ω			R = 1000 Ω			R = 2000 Ω		
		f <sub>(osc)</sub>	C <sub>eq(p)</sub>	C' <sub>eq(p)</sub>	f	C <sub>eq</sub>	C' <sub>eq</sub>	f	C <sub>eq</sub>	C' <sub>eq</sub>	f	C <sub>eq</sub>	C' <sub>eq</sub>
BF 246 V <sub>p</sub> = -2 V (25 °C)	-2	500	—	—	500	—	—	500	—	—	500	—	—
	-1,5	493	2,5	2,6	490	4	5,2	485	7	10,4	475	14,3	20,8
	-1	464	21	22	440	37	44	411	62,5	88	362	121	176
	-0,5	409	64	65	361	121	130	300	230	260	238	442	520
BF 245/C V <sub>p</sub> = -5 V (25 °C)	-5	500	—	—	500	—	—	500	—	—	500	—	—
	-4	490	3,9	5,5	482	10	11	465	21	22	441	36,5	44
	-3	480	10,4	11	465	21	22	436	41,8	44	396	76,8	88
	-2	475	14,3	14,6	456	27	29,2	421	53,5	58,4	376	100	116
	-1	470	18	18	449	31	36	411	62,5	72	361	121	144

C'<sub>eq</sub> = capacità equivalente teorica.

C<sub>eq</sub> = capacità equivalente sperimentale.

## Il pianoforte elettronico, lo strumento di domani

New York. - Il trentacinquesimo congresso della Società Americana della Tecnica Audio, che ha richiamato su New York l'interesse degli esperti di elettroacustica di tutto il mondo, ha avuto come fulcro d'interesse il pianoforte elettronico Philips.

Si tratta del primo piano elettronico del mondo e, benché la Philips per il momento non ne abbia in programma la produzione diretta, sono in corso trattative per la concessione dei relativi brevetti. È pressoché concluso anzi un primo accordo con una Società americana che conta di varare la produzione entro due anni.

Il nuovo strumento pesa la metà di un comune pianoforte meccanico, ha

lo stesso ingombro e non apporta varianti alla tecnica di esecuzione. È però dotato di auricolari, sicché è possibile un insegnamento cumulativo, con un solo maestro e più alunni, come nei laboratori di lingue già largamente adottati in tutto il mondo. Il suono è identico, con leggere differenze di timbro solo per le ottave più basse e più alte. Quest'ultime anzi risultano più brillanti. Dal punto di vista funzionale va sottolineata la caratteristica di non attaccabilità da parte dell'umidità e delle variazioni di temperatura.

Ma come funziona il pianoforte elettronico?

L'intensità di una nota di un piano dipende dalla forza con cui si preme su un tasto. Questa relazione, nello strumento elettronico, è determinata

da una azione elettromagnetica. Nel tasto c'è un trasduttore che alla pressione produce un impulso, di ampiezza proporzionale alla velocità del movimento del tasto, impulso che, convertito in una forma d'onda che costituirà l'involuppo della nota, viene poi passato in un modulatore nel quale viene applicato il segnale corrispondente alla nota. Il segnale così ottenuto, modificato da un filtro dipendente dall'ampiezza per ottenere le volute caratteristiche di caduta degli ipertoni, dopo l'amplificazione è applicato ad uno o più altoparlanti. Le frequenze più alte, corrispondenti alle toniche dei dodici toni più alti della scala, sono prodotti da altrettanti oscillatori, seguiti da catene di divisori di frequenza che insieme coprono l'intera scala.

L. Cesone

# Correttore variabile del fattore «gamma»

per migliorare l'amplificazione dei segnali video in una catena di ripresa televisiva\*

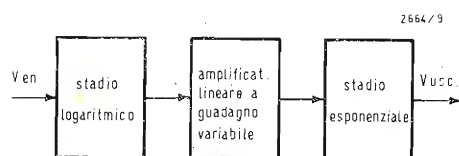


Fig. 1 - Principio di funzionamento di un amplificatore non lineare.

Si descrive un amplificatore transistorizzato con comportamento variabile non lineare (correttore del fattore «gamma») destinato al trattamento dei segnali video televisivi, che consente una facile selezione del fattore gamma per valori compresi fra 0,3 e 4.

Prima di entrare nel vivo della descrizione riteniamo opportuno fornire al lettore alcune informazioni introduttive relative alla definizione del fattore gamma ed al concetto di correzione del medesimo.

Si definisce fattore gamma l'indicazione numerica del grado di contrasto di una immagine teleripresa. Si ottiene tracciando la curva del logaritmo dell'ampiezza di uscita (ordinata) rispetto al logaritmo dell'ampiezza di ingresso (ascissa), ove le ampiezze sono misurate riferendosi ad un punto corrispondente ad un certo livello di nero; successivamente, tracciando una linea retta che approssimi detta curva nell'intorno della regione di interesse, e valutandone la pendenza.

Per correzione del fattore gamma si intende invece l'introduzione di una caratteristica uscita/ingresso non lineare ai fini di modificare l'effettivo valore di gamma.

In un sistema di ripresa televisiva consistente, per esempio, in una telecamera, in un amplificatore video e in un tubo di ripresa, capita frequentemente che il segnale video in uscita dal tubo non sia proporzionale al valore di luminanza relativo alla scena teleripresa. Questo fenomeno è dovuto all'esistenza di caratteristiche di trasferimento non lineari in uno o più dispositivi della catena televisiva e — per analogia — con la tecnica fotografica — è appunto noto come fattore gamma. In prima approssimazione, la distorsione citata può essere rappresentata come funzione di una legge esponenziale che assume la forma essenziale  $y = x^\gamma$  ove  $\gamma$  può assumere valori compresi fra 1 e 2,5. Per ottenere una caratteristica di trasferimento totale che sia lineare,

o quanto più vicina a detto andamento, è pratica comune introdurre nella catena video un circuito funzionante secondo una legge esponenziale inversa, noto come circuito correttore del fattore gamma; detto circuito viene di norma inserito nella catena di ripresa televisiva solitamente all'altezza della terminazione di ingresso. Un tale dispositivo dispone normalmente di un fattore gamma con valori compresi fra 0,4 ed 1 e può essere di tipo fisso oppure regolabile soltanto entro una limitata serie di valori.

Per puntualizzare il discorso, prendiamo in esame un particolare sistema televisivo a carattere sperimentale cui si richieda di introdurre un'ampia gamma di distorsione di luminanza nell'immagine teleripresa mediante un circuito capace di fornire una serie di valori predeterminati di gamma compresi fra 0,3 e 4.

I metodi convenzionali per la correzione del fattore gamma basati sullo sfruttamento delle caratteristiche non lineari di valvole o diodi, oppure sull'impiego di una serie di diodi ciascuno successivamente polarizzato, si rivelano inadeguati ai fini di attuare una tale ampia gamma di correzione. Questo articolo descrive un circuito basato su di un metodo suggerito da Kundu e Bannerji, appositamente realizzato per soddisfare alle esigenze precedentemente riferite.

## PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

In figura 1 è rappresentato per sommi capi il principio fondamentale su cui si basa essenzialmente il funzionamento del circuito: il segnale video viene applicato successivamente ai vari stadi che presentano rispettivamente comportamento logaritmico, comportamento variabile con legge logaritmica e caratteristiche di trasferimento esponenziali. Con una semplice considerazione, se  $V_{in}$  rappresenta il segnale di ingresso e  $\gamma$  il guadagno dello stadio a compor-

(\*) da Electronic Engineering. - Settembre 1970.



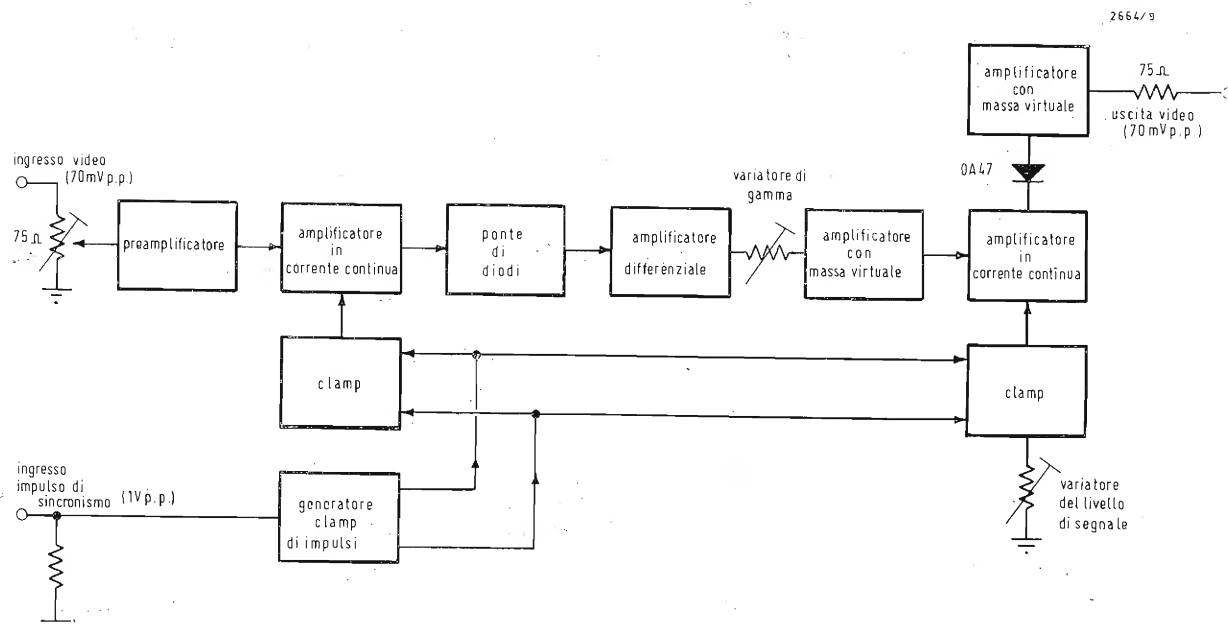


Fig. 2 - Circuito a blocchi del dispositivo per la correzione del fattore gamma.

tamento lineare il segnale in uscita si ottiene mediante la relazione

$$V_{out} = \exp [\gamma \log_e V_{in}] = \exp [\log_e V_{in}^\gamma] = V_{in}^\gamma$$

che costituisce il risultato richiesto.

Questo è sostanzialmente il principio su cui si fonda il metodo di Kundu e Banerji, tuttavia nel caso del circuito in esame, negli stadi a comportamento logaritmico ed esponenziale sono state sfruttate le caratteristiche esponenziali corrente/tensione di diodi semiconduttori anziché quelle dei transistori. Si noti che, in linea di principio, nel caso dello stadio a comportamento logaritmico il diodo può essere pilotato in corrente e ne può essere misurata la tensione che si stabilisce ai suoi capi, mentre per lo stadio a comportamento esponenziale può essere sfruttata la procedura inversa (pilotaggio in tensione e valutazione della corrente).

Poiché l'espressione precedentemente citata per il calcolo del segnale in uscita  $V_{out}$  è notevolmente semplificata in quanto non tiene conto di vari fattori e costanti che in pratica influenzano il calcolo, è senz'altro opportuno procedere ad una analisi più approfondita e dettagliata del calcolo.

In generale, la caratteristica di trasferimento dello stadio a comportamento logaritmico sarà data da una espressione della seguente forma:

$$V_{out} = a \{ \log_e (b V_{in} + c) + d \}$$

mentre quella relativa allo stadio con

comportamento esponenziale da una espressione della seguente forma:

$$V_{out} = m \{ \exp (f V_{in} + g) + h \}$$

ove il fattore  $m$  include anche il guadagno dell'amplificatore di uscita.

Nel caso in cui il guadagno dell'amplificatore a guadagno variabile presente fra gli stadi logaritmico ed esponenziale sia pari ad 1, la caratteristica totale di trasferimento dell'intero sistema è definita dalle seguenti espressioni:

$$\begin{aligned} V_{out} &= m \{ \exp [f a \{ \log_e (b V_{in} + c) + d \} + g] + h \} \\ &= m h + m \exp [f a \{ \log_e (b V_{in} + c) + d \} + g] \\ &= m h + m \exp (f l a d + g) \exp \{ f l a \log_e \cdot (b V_{in} + c) \} \\ V_{out} &= m h + m \exp (f l a d + g) (b V_{in} + c)^{f l a} \end{aligned}$$

Dato che  $m h$  è una costante relativa al livello c.c. in uscita di nessun interesse (tanto è vero che può essere eliminata mediante un accoppiamento in corrente alternata), il segnale di uscita  $V_{out}$  può essere scritto nella seguente forma:

$$V_{out} = m \exp (f l a d + g) \cdot (b V_{in} + c)^{f l a}$$

Nella quale, poiché  $c$  rappresenta il livello c.c. sovrapposto al segnale video applicato allo stadio logaritmico, è possibile rendere  $c$  eguale a zero provvedendo a regolare nel circuito le condizioni di polarizzazione dello stadio medesimo.

Avremo in tal caso il sussistere della relazione:

$$V_{out} = m \exp (f l a d + g) b^{f l a} V_{in}^{f l a}$$

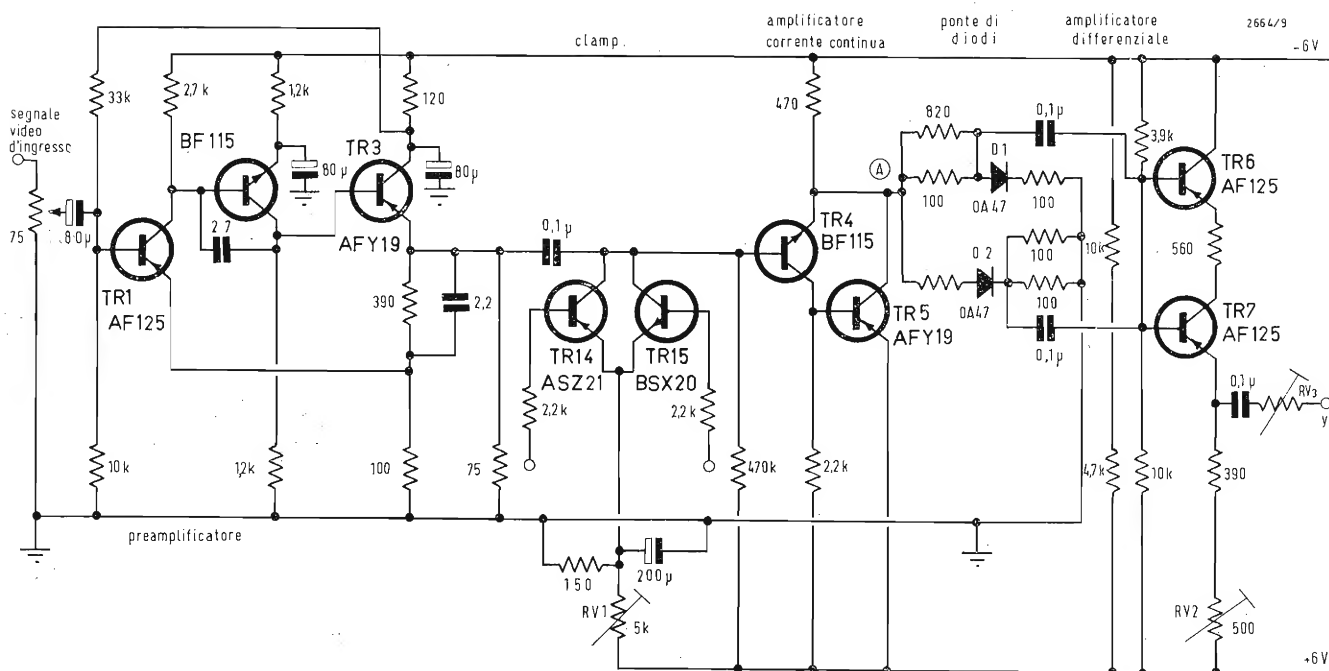
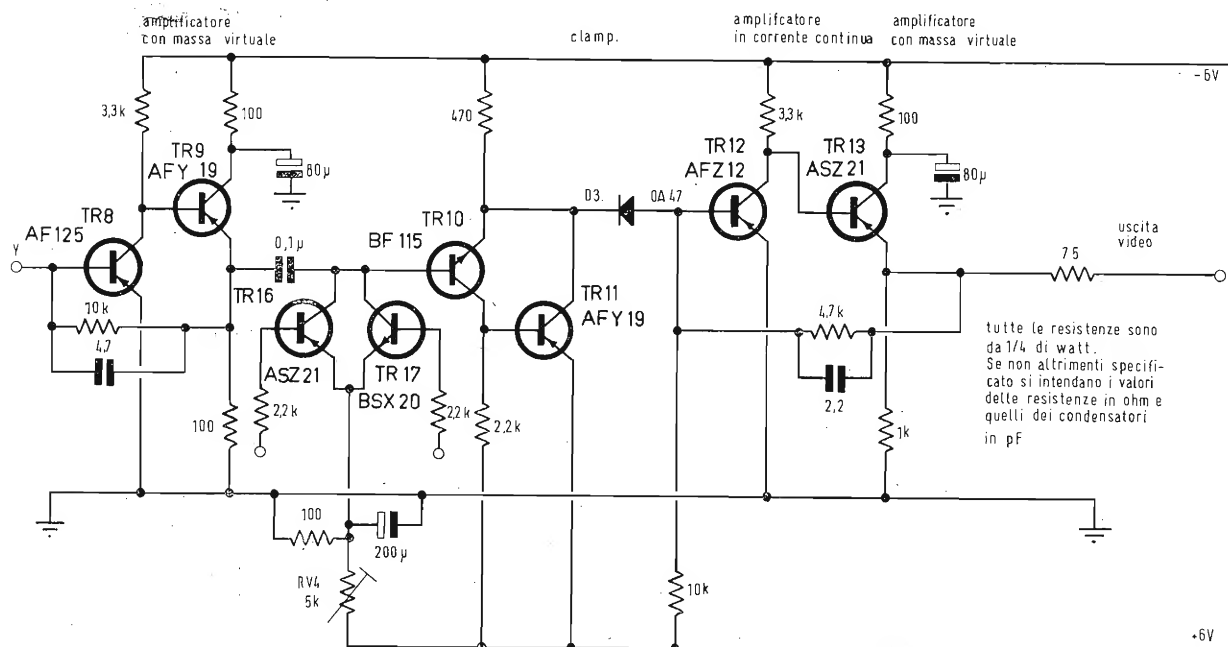


Fig. 3 - Circuito elettrico completo di valori del dispositivo per la correzione del fattore gamma.



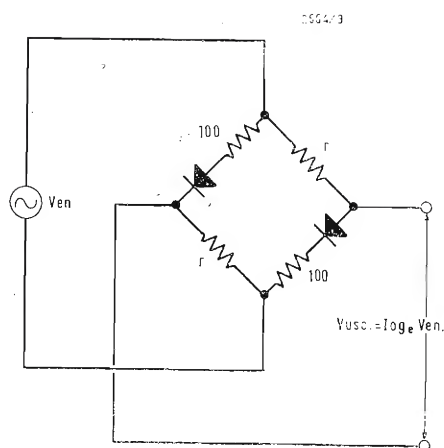


Fig. 4 - Circuito essenziale di dispositivo logaritmico con diodi a ponte.

Necessitando tuttavia far sussistere l'eguaglianza  $V_{out} = v_{in}^{\gamma}$  dovranno essere soddisfatte due condizioni essenziali:

$$(I) f\alpha = \gamma$$

$$(II) m \exp(f\alpha d + g) b^{f\alpha} = 1$$

Nel caso (I),  $f$  ed  $\alpha$  verranno prefissate in sede di progetto del circuito; cioè per ottenere il richiesto valore di  $\gamma$  il guadagno dell'amplificatore lineare dovrà essere regolato onde sussiste l'eguaglianza  $1 = \gamma/f\alpha$ .

Per quanto riguarda la seconda condizione (II), essa può essere riscritta nella seguente forma:  $m \exp(\gamma d + g) b^{\gamma} = 1$ . Ora,  $g$  rappresenta il livello d.c. sovrapposto al segnale all'ingresso dello stadio a comportamento esponenziale e può essere reso regolabile. Poiché la condizione richiesta risulta soddisfatta nel caso in cui

$$\exp(\gamma d + g) = 1/m b^{\gamma}$$

cioè se

$$g = \log_e (1/m b^{\gamma}) - \gamma d$$

è evidente che  $g$  è funzione del richiesto fattore gamma e può essere regolato per ciascun valore di  $\gamma$ .

Se l'uscita dello stadio logaritmico è accoppiata in a.c. all'amplificatore lineare, potremo porre  $d = 0$  nella precedente espressione onde per cui  $g = \log_e (1/m b^{\gamma})$  pur restando sempre funzione di  $\gamma$ .

## DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In figura 2 è illustrato il diagramma funzionale del circuito definitivo, mentre in figura 3 è rappresentato il circuito elettrico completo (con esclusione del generatore di impulsi e dell'alimentazione).

Esamineremo ora, in pratica, l'effettivo funzionamento del dispositivo facendo riferimento agli schemi citati. Il segnale di ingresso, di ampiezza pari a circa 70 mV picco a picco, ottenuto da una sorgente di circa 75  $\Omega$  di uscita, è applicato — tramite un potenziometro non induttivo da 75  $\Omega$  — allo stadio preamplificatore (TR1, 2, 3) che presenta ed introduce un guadagno pari a 10 volte.

Il segnale prelevato all'uscita di detto preamplificatore è successivamente avviato ad un amplificatore in corrente continua (TR4, 5) controreazionato al 100% con tensione negativa, che fornisce un guadagno unitario inferiore al livello d.c. e quindi consente di presentare all'ingresso dello stadio logaritmico un segnale di pilotaggio d.c. di notevole stabilità. Il livello d.c. relativo al segnale di ingresso a questo amplificatore viene fissato mediante il circuito clamp del livello del nero (TR14, 15) il quale consente di riportare a zero il valore della costante  $c$ .

Si noti che nel caso dell'amplificatore

logaritmico, il pilotaggio di un singolo diodo a corrente costante, necessiterebbe di una resistenza in serie di notevole valore onde evitare che per piccoli valori di corrente, l'impedenza del diodo scenda a valori troppo bassi. Questo artificio, d'altra parte, richiederebbe l'applicazione di segnali di notevole ampiezza. Per aggirare praticamente questa difficoltà, si ricorre all'adozione della disposizione a « ponte » illustrata in figura 4. Le curve tratteggiate in figura 5 rappresentano la risposta del circuito a ponte calcolata per  $r = 82 \Omega$  e  $100 \Omega$ . Evidentemente, il valore di  $r$  più appropriato si ritrova fra questi due valori e viene determinato in pratica attraverso successivi tentativi di approssimazione. La curva continua di figura 5 illustra invece la caratteristica del circuito a ponte misurata con  $r$  circa eguale a  $90 \Omega$ . Sotto tali condizioni si otterrà un ottimo responso a carattere logaritmico per segnali di ingresso con livelli compresi fra 1 V fino a circa 50 mV. Al disotto di tale livello non si potrà più ottenere un responso logaritmico, ma questo fatto non deve essere considerato una seria limitazione ai fini delle applicazioni in oggetto.

Poiché non è possibile porre a massa una terminazione di uscita del ponte, le due terminazioni di uscita di quest'ultimo sono accoppiate via a.c. agli ingressi di un amplificatore differenziale con configurazione cascode (TR6, 7). La controreazione negativa applicata a detto circuito determina una elevata impedenza di ingresso, una bassa impedenza di uscita ed una ottima stabilità in d.c. La regolazione del valore di  $R_{V2}$  presente nel circuito di emettitore di TR7 consente di attuare l'equalizzazione del guadagno per due segnali di ingresso.

Lo stadio a guadagno variabile, preposto alla regolazione del valore del fattore gamma, consta di due stadi amplificatori (TR8, 9) dotati di controreazione in parallelo; questa configurazione determina una bassa impedenza di ingresso di soltanto pochi ohm per cui il guadagno globale dello stadio è determinato dalla resistenza serie  $R_{V3}$ . Poiché la tensione di segnale che appare sulla base di TR8 trascurabile se confrontata con l'ampiezza del segnale di ingresso, una configurazione circuitale di tale tipo viene spesso denominata amplificatore con « massa virtuale ». Il guadagno richiesto (1) e quindi il valore del fattore gamma viene determinato mediante opportuna selezione del valore di  $R_{V3}$ , mentre nell'unità finale il fattore gamma viene selezionato provvedendo alla commutazione di una serie di resistenze fisse con valori da 9,2 k $\Omega$  in su.



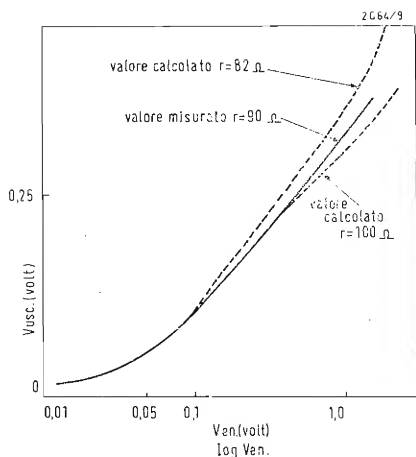


Fig. 5 - Deviazioni fra caratteristiche misurate e calcolate in un circuito logaritmico a ponte di diodi.

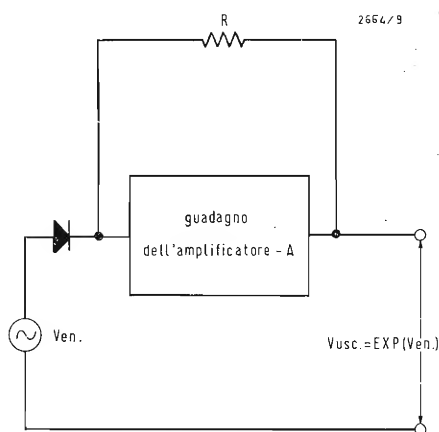


Fig. 6 - Circuito basilare di dispositivo esponenziale (antilogaritmico).

Il pilotaggio in tensione per il circuito esponenziale viene ottenuto mediante l'amplificatore in corrente continua (TR10, 11) e — come precedentemente esposto il guadagno globale dell'unità viene regolato mediante il potenziometro clamping del secondo circuito clamp (TR16, 17) controllabile tramite il potenziometro RV4. In questo modo si stabilisce il valore di  $g$  necessario per soddisfare alla seconda condizione precedentemente riferita. In dettaglio, per ciascun valore di gamma selezionato con opportuna scelta di RV3, si trova un opportuno valore di RV4 mediante tentativi di approssimazione capace di fornire il guadagno globale richiesto al circuito. (Valori pratici sono compresi fra 2,47 k $\Omega$  fino ad 1 k $\Omega$ ).

Per ottenere la caratteristica esponenziale (antilogaritmica), il segnale di tensione ottenuto dalla sorgente a bassa impedenza viene applicato tramite il diodo D3 in un secondo amplificatore dotato di controeazione parallelo (terra virtuale) e di ingresso a bassa impedenza, come appunto illustrato nel circuito basilare visibile in figura 6. Poiché l'impedenza di ingresso dell'amplificatore è di soltanto pochi ohm, il guadagno di questo stadio è determinato dalla caratteristica esponenziale di corrente del diodo.

L'impedenza di uscita dell'amplificatore è di circa 4  $\Omega$  ed è adatta per pilotare un carico di 150  $\Omega$ .

Il circuito del generatore di impulsi-clamp è illustrato in figura 7. Consiste essenzialmente in un circuito monostabile pilotato dalla porzione ascendente dell'impulso di sincronismo e produce impulsi di uscita positivi e negativi di durata pari a 9,5  $\mu$ s che vengono applicati al circuito clamp mediante un ac-

coppiamento per inseguitore di emettitore. La cadenza e la durata dell'impulso clamp sono state scelte in funzione di adattarsi al segnale proveniente dall'amplificatore della telecamera nel caso in cui non vengano ivi aggiunti gli impulsi di sincronismo. Quando invece il segnale video sia completo di impulsi di sincronismo sono necessarie alcune modifiche circuitali per ottenere il normale e richiesto effetto clamping.

## PROCEDURA DI REGOLAZIONE DEL DISPOSITIVO

Per ottenere dal circuito la richiesta caratteristica di trasferimento è necessario regolare le ampiezze del segnale ed i livelli in corrente continua in vari punti del circuito. A questo scopo si impiega un segnale a dente di sega come campione per effettuare le regolazioni; le curve rappresentate in figura 8 mostrano le forme d'onda ideali ottenibili in uscita per differenti valori del fattore gamma. L'esatta procedura di regolazione è quella qui di seguito esposta:

- 1) regolare il potenziometro di ingresso onde ottenere all'uscita del preamplificatore un segnale di 0,7 volt picco a picco;
- 2) inserire un condensatore da 2  $\mu$ F fra la base di TR6 e di TR7 e regolare RV2 per il minimo segnale in uscita. Ottenuto con questa procedura il bilanciamento dell'amplificatore differenziale, provvedere alla rimozione del condensatore;
- 3) sospendere di applicare all'ingresso il segnale a dente di sega; regolare il livello d.c. al punto A (ingresso del ponte logaritmico) al potenziale di massa mediante la resistenza clamp va-

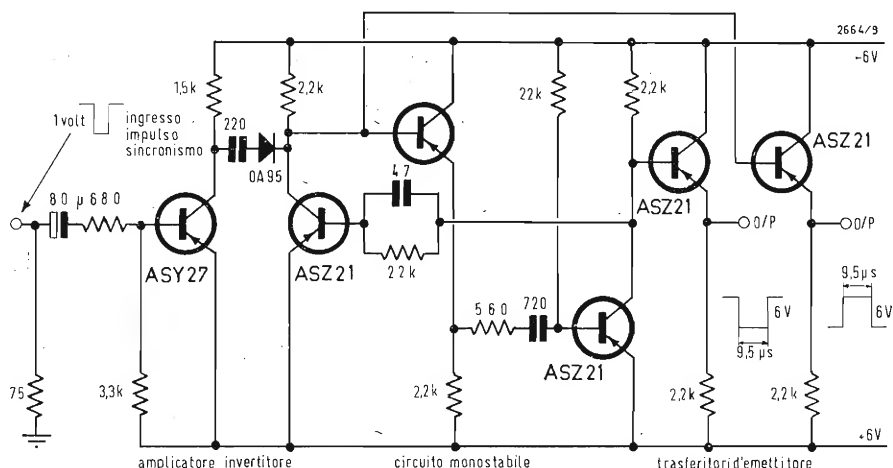


Fig. 7 - Schema elettrico completo di generatore clamp di impulsi.

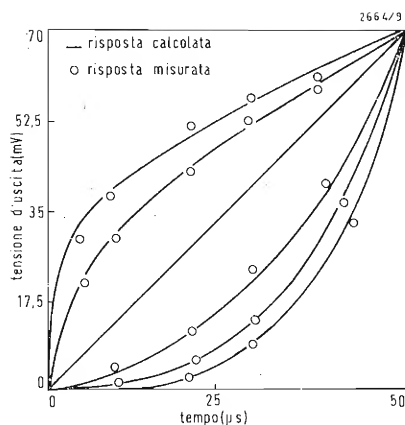


Fig. 8 - Forme d'onda in uscita relative a differenti valori di gamma con segnale a dente di sega applicato all'ingresso del dispositivo (procedura di taratura).

riabile RV1.

4) Riprendere l'applicazione del segnale. Per ciascuna posizione del selettore del fattore gamma selezionare il valore adatto di resistenza per RV3 e RV4 onde ottenere un segnale di uscita dotato delle caratteristiche richieste (fattore gamma, e ampiezza picco a picco).

## CONCLUSIONI

Il circuito di correzione del fattore gamma che abbiamo descritto ha fornito in sede sperimentale una serie di valori del fattore gamma compresi fra 0,3 e 4 con trascurabile deviazione dal responso ideale (confrontare i punti in figura 8); inoltre la facilità di selezione di gamma mediante commutazione di resistenze realizza un metodo conveniente rapido e facilmente riproducibile per modificare la distorsione di luminanza introdotta nel sistema televisivo. L'ampiezza dei valori gamma potrebbe essere ulteriormente estesa oltre i valori richiesti senza introdurre serie deviazioni dall'andamento ideale. La larghezza di banda a  $-3$  dB del circuito complessivo è pari a 6 MHz, valore perfettamente adeguato per i segnali video dello standard a 625 linee in fun-

zione del quale il circuito è stato progettato.

## RICONOSCIMENTI

Siamo lieti di riconoscere il lavoro di P.A. Smither, da un circuito originale del quale è stato basato questo lavoro. Ringraziamo inoltre il direttore dei Laboratori di Ricerca della Mullard ed i Dirigenti della Mullard Ltd per aver consentito alla pubblicazione del presente articolo.

## REFERENZE

- Fink, D.G.: Television Engineering Handbook - Mc Graw-Hill, 1957 pp. da 5.50 a 5.52.
- Kundu, P. e Banerji, S.: Transistorized Non-linear Function Generator - Industrial Electronics N° 1 p. 35, gennaio 1964.
- Schaeffer, N.M. e Wood, G.N.: The application of some Semiconductors as Logarithmic Elements - Proc. IRE 42, N° 7 p. 1113, Luglio 1954.
- Watson, J.: Semiconductor Circuit Design - Hilger and Watts 1966, capitolo 5 in particolare pagine 78-84.

## Più luminosi e nitidi i colori delle immagini TV con i nuovi fosfori

Eindhoven. - I nuovi fosfori, recentemente adottati nella produzione di tubi per immagini TV a colori Philips, rendono possibile la visione della televisione a colori a livello di illuminazione ambientale più alti di quelli attuali. Oltre ad un «bianco più bianco», i nuovi fosfori danno colori più intensi ed una riproduzione dei toni della pelle, più aderente alla realtà. L'effetto complessivo è di un'immagine a colori più naturale, più vera.

La Philips ha virtualmente eliminato il fastidio del blooming dei rossi e dell'orlatura del colore agli alti livelli di luminosità dell'immagine. Il nuovo fosforo rosso, a terra rara, ora adottato — l'ossisolfuro di ittrio attivato con Europium — ha un rendimento del 35% o anche più elevato, di quello precedentemente usato. Contemporaneamente è stato migliorato del 30% il rendimento del fosforo verde e blu. Ne è derivato che la lumino-

sità del bianco ha guadagnato più del 30%.

I nuovi fosfori danno un rapporto di corrente di catodo vicina all'unità per il punto del bianco con coordinate  $x = 0,281$ ,  $y = 0,311$ , ed i rapporti medi sono: rosso/verde 0,90 - rosso/blu 1,00.

Le coordinate del «triangolo del colore» dei nuovi fosfori sono le seguenti: rosso,  $x = 0,630$  -  $y = 0,340$ ; verde,  $x = 0,315$  -  $y = 0,600$ ; blu,  $x = 0,150$  -  $y = 0,060$ .

Il punto di colore del verde è stato spostato sull'asse delle x, consentendo la riproduzione di una maggiore area di colori saturati fra il rosso e verde comprendenti i toni della pelle. Lo spostamento ha anche aumentato la luminosità del bianco, di cui il rendimento del fosforo verde costituisce il fattore principale e determinante.

I tubi con i nuovi fosfori saranno anche forniti per le sostituzioni.

**Una sala schermi altamente automatizzata in funzione presso la Sylvania Benelux**

Alla Sylvania di Tienen, Benelux, è stata messa in funzione una tra le più moderne ed operative sale schermi per la TV a colori sorte in Europa. La sala, composta in effetti da due reparti (uno, il più importante, è quello dove i fosfori vengono applicati ai pannelli di vetro, e l'altro è quello dove si svolgono le operazioni di alluminazione e di laccatura) è costata circa due milioni di dollari per la sua costruzione ed equipaggiamento ed è stata progettata esclusivamente per la produzione di cinescopi per la TV a colori.

Attualmente la sala viene usata principalmente per il trattamento del tubo da 67 cm a 90°, il più grosso per la TV a colori prodotto attualmente su base commerciale, e verrà impiegato anche per la versione a 110° quando se ne inizierà la produzione.

**Tre catene di lavorazione automatica**

La sezione principale della sala comprende tre diverse catene di applicazione ciascuna con più stazioni dove i fosfori verde, rosso e blu vengono rispettivamente applicati all'interno dei pannelli.

I tubi vengono rispettivamente applicati all'interno dei pannelli.

I tubi vengono trasportati nella sala di schermatura dopo essere stati lavati con acido fluoridrico e risciac-

quati in acqua ultrapura. Una volta giunti nella sala i tubi vengono trasferiti dal convogliatore alla catena di applicazione del fosforo verde e tutte le operazioni successive avvengono in maniera completamente automatica.

La prima di queste, compiuta con lo schermo in rotazione costante, comprende l'applicazione di una soluzione di alcool polivinilico alla superficie interna dello schermo. Questa soluzione dà luogo ad uno strato umido su cui nella operazione successiva viene applicato il fosforo in polvere. Questo procedimento, brevettato dalla Sylvania, dà un'immagine più nitida di quella ottenuta con il sistema comunemente usato con il quale si applica il fosforo sotto forma di fanghiglia perché:

- 1) consente l'impiego di particelle di fosforo di dimensioni maggiori,
- 2) le particelle stesse non si arrotondano come avviene con il procedimento a fanghiglia,
- 3) il consumo di fosforo risulta inferiore.

Dopo l'applicazione del fosforo gli schermi vengono asciugati con aria filtrata a temperatura ambiente e la maschera in movimento sulla catena adiacente al Tubo viene inserita. Il tubo quindi viene tolto dalla catena e trasferito ad una stazione dove il fosforo viene esposto a radiazioni ultraviolette, con un angolo d'incidenza



Una sezione della sala schermi dove i pannelli vengono lavati automaticamente quando si trovano ancora sul convogliatore. Questa operazione precede il caricamento sulle catene per l'applicazione automatica dei fosfori.





Un'altra vista della sala schermi con in primo piano gli schermi sui banchi di esposizione dove un dato fosforo viene esposto alle radiazioni ultraviolette, sullo sfondo, una vista parziale della catena per l'applicazione automatica dei fosfori.

variabile in funzione del colore, così da formare sullo schermo il sistema di punti verdi rossi e azzurri.

Il fosforo esposto aderisce allo schermo mentre quello non esposto viene lavato via quando lo schermo, di nuovo senza maschera viene posto nuovamente sulla catena e passato attraverso diverse stazioni di sviluppo. In queste stazioni si impiega acqua deionizzata per sviluppare il fosforo esposto. Una caratteristica importante dell'impianto è data dal fatto che tutte le tubazioni sono in acciaio inossidabile, eliminando la possibilità di avvelenamento del fosforo da parte del rame contenuto nell'acqua.

Dopo lo sviluppo il fosforo viene essiccato con aria filtrata. Il ciclo di operazioni sopra descritte viene ripetuto sulle due catene successive per i fosfori rosso e azzurro fino alla realizzazione del sistema tripunto sullo schermo. Ad ogni stadio, la maschera viene montata prima dell'esposizione del fosforo e tolta prima del suo sviluppo.

#### **Protezione dei punti con lacche a base organica**

Una volta terminata l'applicazione dei fosfori, lo schermo viene trasportato dal convogliatore alla sezione di laccatura dove il processo viene compiuto automaticamente. In primo luogo si applica una soluzione ba-

gnante e quindi una lacca a base organica, studiata per proteggere i punti di fosforo dall'alluminio.

Questo prodotto offre, rispetto alle lacche a base acquosa impiegate in precedenza, il vantaggio di stendersi sopra i punti invece di infiltrarsi tra di essi come succede con le lacche a base acquosa. Ciò significa che, una volta aggiunto il film di alluminio, la riflessione è migliore.

Dopo l'applicazione e l'essiccazione della lacca, lo schermo viene trasportato alla sezione di alluminatura. Qui viene fatto evaporare sul rivestimento di lacca formando una superficie riflettente della luce prodotta dai fosfori, il film d'alluminio agisce inoltre come anodo del tubo e, allo scopo, durante la successiva lavorazione del tubo, viene effettuata una connessione elettrica.

#### **Montaggio di precisione della maschera**

Un'altra importante attrezzatura di cui è dotato l'impianto di Tienen è quella che controlla le dimensioni di ciascuno schermo e regola quindi la altezza della maschera sulla cornice in modo che essa si adatti con precisione nello schermo stesso.

Questa attrezzatura installata esternamente alla sala schermi salda la maschera alla cornice e, da questa fase della lavorazione in avanti, una

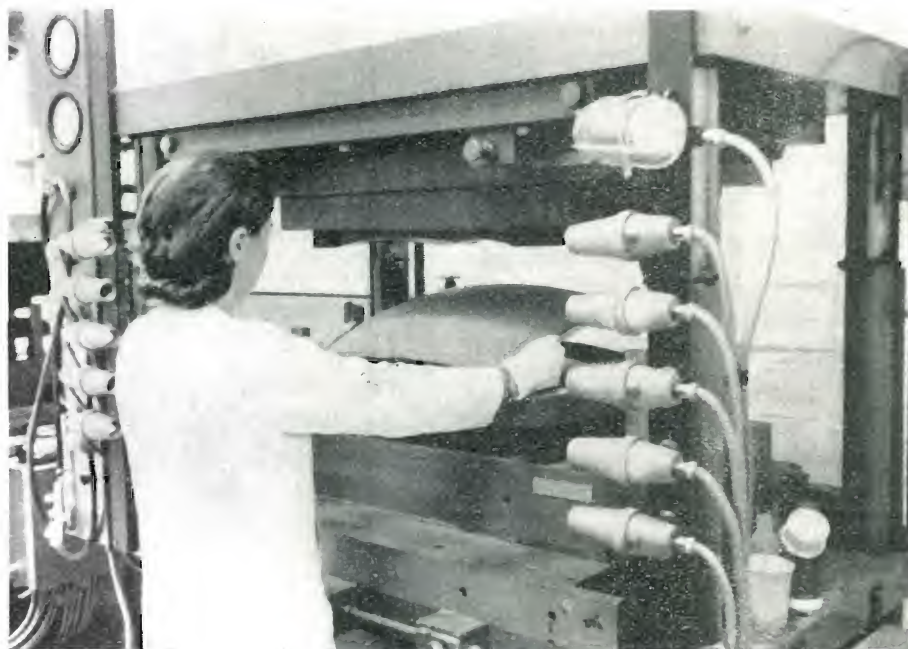
data maschera rimane in permanenza con il pannello fino a quando non viene installata definitivamente su di esso al termine dell'operazione di alluminatura.

Questa soluzione garantisce una precisione tra maschera e schermo superiore a 0,012 mm.

Tutte queste operazioni vengono com-

piute con il minimo intervento diretto del personale della sala schermi. L'intera area è a temperatura e ad umidità controllate ed alcuni reparti, come quello dove vengono applicati i fosfori, sono assolutamente esenti da polvere.

Attualmente la sala lavora su due turni soddisfacendo alle esigenze produttive attuali.



Entra in funzione la pressa mascheratrice che adatta la maschera piatta alla forma dello schermo al quale viene montata per mezzo di una speciale saldatrice di precisione.

## Una lampada... vitale che (in parte) sostituisce il sole

Studi recentissimi hanno provato che la stessa attività umana, come pure la vita degli animali, la crescita delle piante e dei fiori sono ampiamente condizionate dalla luce e ciò non solo per la luce naturale ma anche per la luce artificiale. A questo proposito, in stretta relazione con la funzione vitale e indispensabile della luce del sole, la OSRAM ha studiato una sorgente di luce speciale: la *Fluora* che ha la particolarità di creare quell'ambiente adatto a favorire un rapido sviluppo delle piante in qualsiasi stagione, anche in pieno inverno.

La Fluora-Osram ha una particolare composizione spettrale, che meglio della luce naturale rappresenta la fonte di «vita» ideale per acquari e serre e consente di conservare piante e fiori in luoghi che si differenziano totalmente da quelli di origine anche indipendentemente dal naturale ritmo del giorno e dell'anno.

Questa straordinaria lampada OSRAM (dalla gradevole luce rosata e dal minimo consumo) si presenta quindi come una sorgente di luce di effettiva utilità anche per le abitazioni e ovunque si desideri conservare i fiori e le piante in una eterna primavera.

La lampada Fluora-Osram è disponibile nelle seguenti potenze: 15, 20, 30, 40, 65 W.

## Un trasmettitore di dati in un'unica piastrina al silicio

Eindhoven. - Un trasmettitore di dati per la trasmissione di informazioni numeriche per mezzo delle linee telefoniche, che contiene circa quattrocento componenti, è stato costruito in un'unica piastrina al silicio la cui grandezza è solo di alcuni millimetri quadri. È questa una realizzazione dei Laboratori di Ricerca della Philips di Eindhoven che può essere considerata un record nel settore dei circuiti integrati e che apre la via a notevoli semplificazioni nei sistemi telefonici, soprattutto per i cosiddetti «trasmettitori a banda laterale in riserva».

La costruzione di trasmettitori di dati completi sotto forma di circuiti integrati al silicio, ha presentato sinora difficoltà perché i filtri, comprendenti un gran numero di impedenze e condensatori con valori notevolmente alti di capacità, non si prestavano alla produzione secondo la tecnologia dei circuiti integrati.

Questa difficoltà è stata superata nel nuovo trasmettitore di dati, che è stato progettato per la trasmissione di informazioni numeriche per mezzo delle linee telefoniche, con nuovi metodi di filtri «numerici», che evitano l'impiego delle induttanze e dei condensatori.

In questo metodo di realizzare il filtro numerico, i filtri tradizionali realizzati da induttanze e condensatori, sono sostituiti da circuiti logici («flip-flop» e resistori) che, come si sa dalla tecnologia dei calcolatori, possono essere costruiti in forma integrata senza difficoltà. E poiché nel progetto in discussione i metodi numerici sono usati anche per il modulatore richiesto dal trasmettitore di dati, anche il modulatore può essere formato da elementi a circuito integrato come quelli usati per i calcolatori.

La caratteristica distintiva del nuovo trasmettitore di dati è che su un'unica piastrina al silicio delle dimensioni di  $2,7 \text{ mm}^2 \times 2,1 \text{ mm}^2$  è sistemato l'intero circuito (modulatore numerico incluso) che comprende 203 transistori e 172 resistori, assieme naturalmente ai rispettivi conduttori isolati di connessione. Il consumo complessivo di energia è di soli 120 mW.

L'inclusione dell'intero circuito in un'unica piastrina permette di dare agli elementi del circuito un alto indice di precisione relativa, vale a dire mantenere ad esempio l'indice dei valori delle resistenze entro tolleranze piccolissime. Per quanto riguarda gli elementi del nuovo filtro, quest'in-

dice governa la precisione dell'azione filtrante, e il fatto che si possa mantenere entro l'1% la tolleranza dei valori delle resistenze costituisce una caratteristica particolarmente importante di questo circuito integrato.

Nell'installazione sperimentale, il progetto ha funzionato bene sino a frequenze di parecchi megahertz ed ha risposto alle aspettative.

L'integrazione del trasmettitore è condotta in modo tale che lascia un margine di adattabilità nelle applicazioni pratiche. Per esempio si può variare la velocità di trasmissione per mezzo di un oscillatore esterno. Come risultato il trasmettitore di dati integrato può essere usato sia per le comunicazioni telefoniche a banda stretta, sia per quelle a banda larga.

In sintesi si può dire che il nuovo trasmettitore di dati integrato, usando modulazione e filtrazione numerica, può portare ad una semplificazione notevole di certi sistemi telefonici pur garantendo i risultati di esercizio desiderati.

## Molle magnetiche

Aachen. - I «Laboratori centrali» Philips di Aachen hanno realizzato molle magnetiche, che presentano una gran varietà di caratteristiche difficili da raggiungere con i materiali di tipo tradizionale. Di particolare rilievo è la capacità di ottenere con queste molle una forza indipendente dalla flessione, come è necessario ad esempio per la pressione delle spazzole a carbone contro un collettore.

Altre molle hanno caratteristiche multistabili, che permettono di effettuare alcune funzioni di commutazione dipendenti dalla flessione. Si possono inoltre ottenere caratteristiche speciali necessarie per particolari applicazioni, ad esempio in apparecchiature di misura di comando, ecc.

Le molle magnetiche constano di un magnete permanente, che si muove entro una guaina in ferro di dimensioni adatte. Per evitare la demagnetizzazione si usa un materiale magnetico di grande forza coercitiva, per esempio il «ferroxdure».

È noto che più diminuisce la distanza fra il magnete e il ferro, con più forza il magnete permanente è attratto da un pezzo di ferro dolce. Ciò vuol dire che la caratteristica forza-spostamento è negativa: più il magnete si allontana dal ferro più decresce la forza d'attrazione. Questo principio è stato già applicato da tempo per le chiusure delle porte e dei frigoriferi. E anche possibile ottenere molle magnetiche che abbiano una caratteristica positiva (cioè crescente), parago-

## Laurea

Stefano Daroda, figlio del Presidente dell'Autovox, si è brillantemente laureato all'Università di Heilbronn, in Germania, in ingegneria meccanica. Al neo laureato l'Antenna formula le più vive congratulazioni.

nabile a quella di una normale molla a tensione. Queste molle consistono in una guaina di ferro dolce entro cui si muove, in direzione assiale, un cilindro di materiale magnetico permanente. Quando la guaina e il magnete hanno la stessa lunghezza il magnete in posizione di stasi è posto completamente all'interno della conchiglia. Se il magnete è spostato in senso assiale in modo che sporga un po' dalla guaina, per questo spostamento è necessaria una certa forza. Se lo spostamento aumenta, e aumenta anche il volume del materiale magnetico al di fuori della guaina, cresce anche la forza. Ciò significa che la caratteristica forza-spostamento ha un andamento positivo, come quello di una comune molla d'acciaio. È vero che nel caso del «ferroxdure» l'energia per unità di volume è molto inferiore al valore che si può ottenere con molle d'acciaio, ma le molle magnetiche hanno il vantaggio di poterne modificare le caratteristiche con mezzi estremamente semplici.

Tutto quello che occorre a questo scopo è cambiare una parte della forma della guaina di ferro, dandogliene per esempio, una conica invece che cilindrica. La caratteristica forza-spostamento è allora determinata principalmente dall'angolo di apertura. In caso di angoli di apertura molto grandi, la caratteristica presenta un andamento negativo, in caso di piccoli angoli, l'andamento resta positivo, ma il valore è più piccolo.

A un determinato angolo di apertura la forza diventa virtualmente costante su un'ampia gamma di spostamenti, diventa cioè indipendente dalla

sporgenza. Molle magnetiche di questo tipo possono essere usate laddove è necessaria una forza costante per sporgenze variabili. È questo il caso delle spazzole di carbonio, in quanto richiedono sui collettori una pressione di contatto il più possibile indipendente dall'usura. Queste molle possono anche essere utilizzate per proteggere strumenti sensibili contro gli urti.

Se si realizza la guaina di ferro con un alesaggio a diametro fluttuante, fra massimi e minimi diametri determinati si può ottenere una caratteristica forza/spostamento multistabile. A forza crescente, si può dapprima far crescere gradualmente la sporgenza, finché raggiunto un determinato valore limite della forza, la sporgenza registra un improvviso sbalzo. Questo fenomeno può esser sfruttato per realizzare, per esempio, una valvola meccanica o per azionare un commutatore elettrico.

Con un altro tipo di guaina si ottiene una molla con due posizioni stabili che il magnete occupa automaticamente quando viene superato un valore critico della forza.

Con adatte forme di guaine e, possibilmente di magneti, si possono fare molle con ogni tipo, o quasi, di caratteristica voluta. Sulla base di questa possibilità, si prevede che queste molle magnetiche saranno utilizzate ampiamente nelle tecniche di misurazione e controllo, per esempio per ottenere caratteristiche di comando lineare o viceversa per realizzare determinate forme di caratteristiche non lineari.

## Nuova serie di microcircuiti LSI-MOS a basso costo annunciati dalla General Instrument Europe

L'impiego di contenitori plastici nei dispositivi LSI-MOS ha permesso alla General Instrument Europe di annunciare una nuova serie di microcircuiti a basso costo, il cui prezzo ha subito una riduzione dell'ordine del 60% rispetto ai dispositivi analoghi preesistenti.

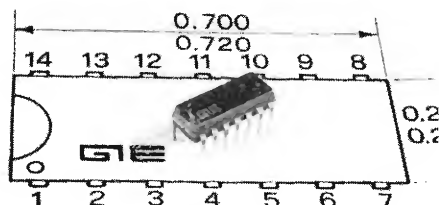
Questa nuova serie di dispositivi comprende 7 Shift Registers dei quali 5 Statici denominati: SL-7-2100 (Doppio 100), SL-7-2064 (Doppio 64), SL-7-2050 (Doppio 50), SL-7-4032 (quadruplo 32) e SL-7-4025 (quadruplo 25). I rimanenti 2 sono invece Dinamici: DL-7-1512 e DL-7-2256.

Tutti questi microcircuiti sono fabbricati con la già affermata tecnologia MTNS (Metal-Thick-Oxide-Nitride-Silicon) che permette di avere la diretta compatibilità coi dispositivi TTL/DTL sia agli input che agli output.

Per quanto concerne gli shift registers statici, quali l'SL-7-2064, l'SL-7-2050, l'SL-7-4032 e l'SL-7-4025, la compatibilità diretta si estende anche alla linea del clock ottenendo così una compatibilità assoluta.

Il campo di temperatura di funzionamento di questi dispositivi, racchiusi in contenitori plastici 14 DIL, 0°-70°C.

I dispositivi standard MTNS prodotti in Europa dalla G.I. sono attualmente 27 e l'intera gamma è stata presentata al Salone dei Componenti di Monaco, svoltosi dal 5 all'11 novembre.



Il contenitore in plastica adottato dalla General Instrument Europe per una nuova serie di circuiti integrati MOS. Questo contenitore ha consentito una riduzione dei prezzi dell'ordine del 60% rispetto ai circuiti analoghi già esistenti.



### Un m.o.s. tetrodo rivoluziona il disegno dello stadio di ingresso nei ricevitori V.H.F.

Londra. - Un nuovo m.o.s. «tetrodo» tipo BFS28 recentemente realizzato presenta, dal punto di vista dei risultati ottenuti, alcune delle più importanti caratteristiche, del comune transistor combinato con quelle del tubo a vuoto. Si tratta di un «tetrodo» dello stato solido, presentato dalla Mullard, consociata inglese del Gruppo Philips. Le sue caratteristiche, pari a quelle di un tubo a vuoto, sono l'alta impedenza di entrata, la bassa distorsione e la capacità di trattare un'ampia gamma di segnali dinamici. Il BFS28, per esempio, tratta segnali estremamente deboli senza che questi siano assorbiti dal ben noto carico di corrente nel diodo come nel solito transistor all'estremità superiore della scala potenze del segnale d'entrata, il tetrodo m.o.s. può anche trattare segnali di notevole ampiezza senza entrare in saturazione. Le eredità che gli provengono dalla famiglia dei semiconduttori cui appartiene sono l'alto guadagno (18 dB a 200 MHz) e la bassa rumorosità (2,7 dB a 200 MHz) che, unite alle altre caratteristiche summensionate lo rendono particolarmente adatto all'impiego nell'ingresso dei ricevitori v.h.f.

Altre doti del tetrodo m.o.s. sono le caratteristiche lineari che migliorano notevolmente il comportamento rispetto alla modulazione trasversale riducendo al minimo le risposte spurie. La bassa capacità rispetto alla reazione interna (0,025 pF a 10 MHz) assicura la stabilità del punto operativo e riduce la tendenza all'oscillazione. La costruzione a duplice porta del tetrodo m.o.s. assicura poi un'utile capacità di miscelazione lineare.

### Nuove sale sterili per laboratori di ricerca

Londra. - Una serie di sale sterili è entrata recentemente in funzione presso i Laboratori di Ricerca della Mullard, una consociata inglese del Gruppo Philips, vicino a Redhill, nel Surrey. L'impianto è ritenuto il migliore fra quanti esistenti nell'industria elettronica inglese.

In questa serie di sale vengono preparati gli schermi e le parti di silicio per la produzione di circuiti integrati sperimentali, a grande scala (su un centimetro quadro).

Per questi processi è vitale che l'indice di presenza di polvere sia estremamente basso.

Prima di avviare il lavoro del nuovo

impianto sono stati effettuati rigorosissimi controlli, con il conteggio delle particelle effettuato parecchie volte al giorno per una settimana. Mai il numero di particelle con dimensioni maggiori di 0,3  $\mu\text{m}$  è risultato superiore a circa 30 impurità per metro cubo e questo dato così basso non era influenzato dallo spazio occupato dal rivelatore di particelle.

Il complesso consta di due sale ultrasterili racchiuse entro una sala sterile più grande già esistente. Ognuna delle due sale ultrasterili è larga m. 2,5, lunga m. 3,10 e alta m. 2,5.

Una delle pareti di m. 3,10 di ognuna delle sale interne è interamente composta di filtri per catturare le particelle maggiori di 0,3  $\mu\text{m}$ . Dietro i filtri sono montati otto ventilatori da 0,75 kW. La parete opposta è fatta di centinaia di portelli d'uscita a stecche.

L'aria fatta circolare dai ventilatori passa attraverso i filtri ed è espulsa attraverso i portelli d'uscita. L'aria fluisce orizzontalmente con una velocità di 27 metri al minuto, il che significa dieci ricambi completi dell'atmosfera ambiente ogni sessanta secondi.

La camera sterile, comprensiva delle altre due, misura metri 7,5 per 15,5 e contiene aria già filtrata sino ad escludere particelle maggiori di 5  $\mu\text{m}$ . Ciò significa che l'aria trattata dal sistema di filtrazione per le sale ultrasterili è già ad un alto stato di purezza secondo gli standard normali. Nelle sale ultrasterili l'umidità è misurata costantemente e automaticamente regolata ad un valore predeterminato. Per assicurare il comfort delle persone che lavorano nelle sale ultrasterili, l'aria è riscaldata a un livello di tre gradi superiore a quello mantenuto nella stanza interna per compensare la perdita di calore corporeo provocata dallo spostamento d'aria.

Le sale ultrasterili sono costate 10.000 sterline. Si prevede che i filtri a meno che non subiscano danneggiamenti esterni possano durare alcune centinaia d'anni.

L'esame di complessi modelli di depositi d'alluminio ottenuti sulle maschere preparate nei nuovi complessi sterili ha rivelato un livello qualitativo altissimo, molto maggiore di quello ottenuto sinora. Vi si è constatata una marcata assenza di piccolissimi fori ed i margini rettilinei sono meglio definiti.

Tutto lascia prevedere che con il nuovo complesso sterile il lavoro sperimentale della Mullard porterà a circuiti integrati più complessi degli attuali.

A. Nicolich

# La radiostereofonia in MF

## Parte II

Nella 1ª parte si è esaminato il segnale stereofonico composito, ora si dedicherà questa 2ª parte alle modalità di trasmissione di detto segnale. In fig. 10 è dato lo schema a blocchi di una stazione emittente stereo. Diciamo subito che a parte i blocchi matrice duplice, modulatore bilanciato, amplificatore-duplicatore a 38 kHz, oscillatore a 19 kHz e relativo amplificatore, tutti gli altri blocchi sono comuni anche ad un trasmettitore monofonico; se ne deduce immediatamente che è relativamente facile ed economico trasformare un'emittente monofonica in emittente stereofonica.

I segnali audio sinistro e destro, forniti o dai microfoni, o da un disco stereo, o da un nastro registrato stereo, vengono applicati ad una doppia matrice che somma e sottrae i due segnali, generando le componenti  $S + D$  e  $S - D$ . Le matrici possono essere di tipo passivo e costituite da trasformatori di adattamento som-

matori e sottrattori, o di tipo attivo e costituite da due miscelatori-amplificatori, che danno luogo, alle loro uscite, ai segnali  $S + D$  e  $S - D$ . Il segnale somma, dopo amplificazione serve a modulare direttamente in frequenza la portante RF fino al massimo uguale al 90% del  $\Delta f = \pm 75$  kHz. Fin qui il trasmettitore emetterebbe un segnale monofonico convenzionale.

La grossa novità che lo stereo comporta in trasmissione è l'oscillatore a 19 kHz controllato a cristallo. Dopo amplificazione, il segnale a 19 kHz va a modulare in frequenza la portante RF per il rimanente 10%, allo scopo di trasmettere la «portante pilota» già discussa. D'altra parte, il segnale a 19 kHz viene amplificato e duplicato in frequenza per generare la necessaria subportante a 38 kHz. Un «modulatore bilanciato» riceve ai suoi ingressi la subportante a 38 kHz ed il segnale audio  $S - D$ . All'uscita del modulatore bilanciato

si ricavano le bande laterali superiore e inferiore di  $S - D$ , mentre la sottoportante a 38 kHz è presente solo con un residuo di minima ampiezza, essendo stata soppressa (v. fig. 4). L'informazione contenuta nelle dette bande laterali va a modulare al 90% in frequenza la portante RF. La relazione di fase fra questi tre componenti di modulazione deve essere mantenuta con grande precisione, per mezzo di alcuni circuiti ritardatori di fase, non introdotti, per semplicità, nello schema a blocchi di fig. 10.

Proviamoci ora a sommare tutte le percentuali di modulazione in frequenza:  $90 + 10 + 90 = 190\%$ ! Si dovrebbe concludere che la deviazione massima raggiunga  $\pm 75.1,9 = 142,5$  kHz. Non è il caso di inorridire, le cose vanno diversamente, grazie al principio dell'*interleaving*, che possiamo tradurre «*principio di coesistenza, o di convivenza*», sul quale si basa tutta la tecnica della tra-

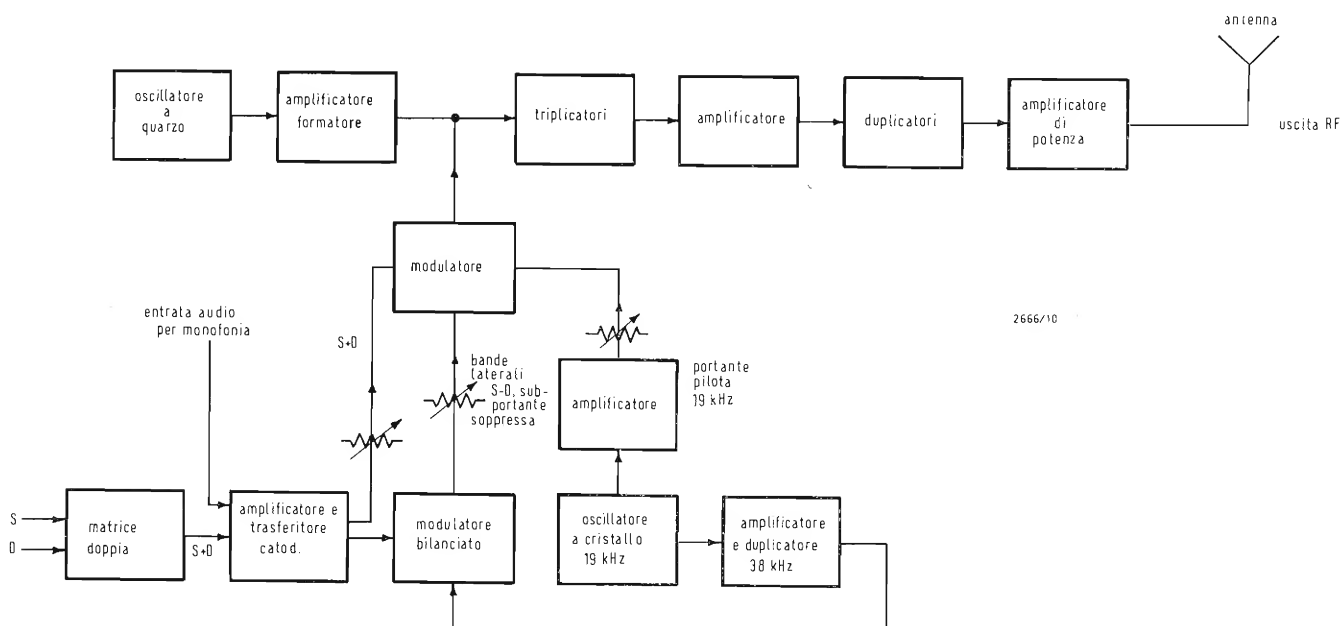


Fig. 10 - Schema semplificato a blocchi di un trasmettitore MF stereofonico.

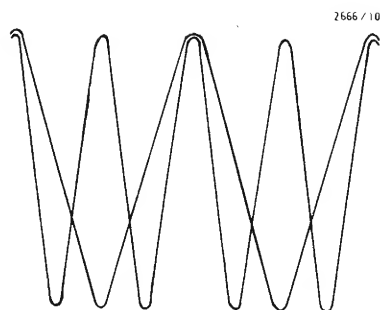


Fig. 12 - Illustrazione del principio dell'interleaving (coesistenza).

missione in multiplex.

La fig. 11 rappresenta il segnale modulante composto quando  $S$  è 400 Hz e  $D$  è 800 Hz; in essa è contenuto il processo di interleaving, che apparentemente mette in dubbio i principi della aritmetica, infatti qui  $2 + 2 = 2$ , e non 4 come abbiamo finora creduto per imperdonabile faciloneria. In fig. 11 sono ben distinguibili le due sinusoidi: una di maggior periodo (equivalente a 400 Hz), l'altra di periodo metà (800 Hz). Si noti che l'ampiezza totale dell'onda composta non è maggiore di quella del solo segnale  $S$  o del solo segnale  $D$ .

Per comprendere perché abbia luogo questa coesistenza e perché l'operazione aritmetica somma sembri cadere in difetto, conviene considerare la costituzione dei due principali componenti del segnale composto, cioè gli involucri delle bande laterali  $S + D$  e  $S - D$ .

Se in un certo momento, l'ampiezza istantanea delle tensioni di  $S$  e di  $D$

è 0,45 V (ma di frequenza rispettivamente 400 e 800 Hz), la somma  $S + D = 0,9$  V, mentre  $S - D = 0$ . Supponiamo che in un altro istante sia  $S = +0,45$  V e  $D = -0,45$  V, allora  $S + D = 0$ , ma  $S - D = 0,9$  V. In fig. 12 è riportato un esempio riferentesi a onde quadre, che servono bene a chiarire i concetti. Ciò che conta nella trasmissione stereo è che il canale principale e le bande laterali della subportante possano entrambi modulare il trasmettitore al 90% e che la modulazione istantanea risultante del trasmettitore non risulta mai superiore a questa stessa percentuale. Se si trasmettesse anche la subportante a 38 kHz, invece di sopprimerla, l'utilizzazione dello spettro di frequenze nel modo suddetto non sarebbe possibile; infatti i 38 kHz sarebbero sempre presenti e comporterebbero una certa percentuale di modulazione finita, anche in assenza dell'informazione  $S - D$ .

In fig. 12 a) e b) sono rappresentati

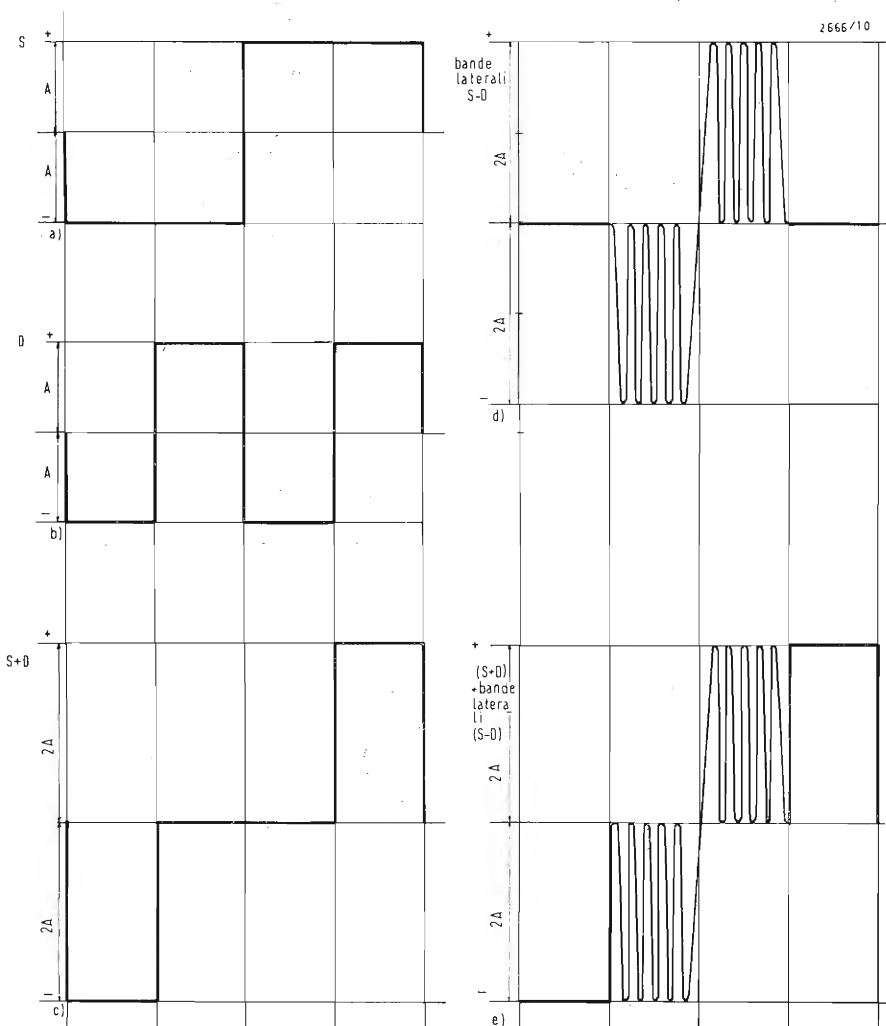


Fig. 11 - Segnale modulante composto con  $S = 400$  Hz e  $D = 800$  Hz.

i segnali modulanti di ampiezza A, S a frequenza 400 Hz e D a frequenza 800 Hz; in c) è data la somma S + D, l'ampiezza è raddoppiata a 2A; in d) sono rappresentate le bande laterali della differenza S — D, l'ampiezza è ancora 2A; infine in e) si vede il segnale composto modulante dato da S + D (bassa frequenza) + le bande laterali di S — D (con subportante a 38 kHz), l'ampiezza è sempre 2A cioè uguale a quella di ciascuno dei due segnali componenti, e non alla somma delle ampiezze di questi ultimi. Poiché il  $\Delta F$  prodotto è proporzionale all'intensità del segnale di modulazione, il  $\Delta F$  è quello che corrisponde all'ampiezza 2A (90%) e rimane invariato, tanto se i due segnali S + D e bande laterali di S — D vengono applicati singolarmente, quanto se vengono applicati contemporaneamente.

Siamo ora in grado di tracciare il diagramma di fig. 13 della distribuzione spettrale di frequenza per la trasmissione stereofonica, insieme con la SCA di scarso interesse. Si ricorda che le frequenze audio di modulazione vanno da 50 Hz a 15 kHz e che il  $\Delta F_{\max} = \pm 75$  kHz.

L'ampiezza massima in ogni istante dei segnali audio non deve superare l'ampiezza, che provoca il 90% di modulazione:  $0,9 \cdot 75 = 67,5$  kHz.

La subportante pilota a 19 kHz non è modulata in alcun modo e deve avere ampiezza tale da modulare in frequenza al 10% (pari a 7,5 kHz) la portante principale.

Le bande laterali della subportante occupano l'intervallo da  $38 - 15 = 23$  kHz a  $38 + 15 = 53$  kHz, con la esclusione di  $\pm 49$  Hz intorno alla portante, e cioè da 37,951 a 38,049 kHz, questo strettissimo canalino

vuoto è dovuto alla oppressione della subportante e al fatto che la minima frequenza di modulazione è 50 Hz. I limiti di banda sono evidentemente i seguenti:

banda laterale superiore  $(38 + 0,05) \div (38 + 15) = 38,05 \div 53$  kHz

banda laterale inferiore  $(38 - 15) \div (38 - 0,05) = 23 \div 37,95$  kHz.

Dunque, la frequenza più alta richiesta è 53 kHz, rimane disponibile l'intervallo per la MF della SCA.

La subportante per la trasmissione della musica di sottofondo è 67 kHz e la modulazione di frequenza è limitata a  $\pm 7$  kHz, come già sappiamo; allora lo spettro per la SCA si estende da 60 a 74 kHz.

La spaziatura in frequenza fra gli spettri di modulazione della banda superiore stereo (53 kHz) e della banda inferiore della SCA (60 kHz) è quindi 7 kHz, più che sufficiente a garantire un ottimo filtraggio di reiezione in trasmissione e in ricezione.

Quando si effettua la SCA, le ampiezze delle bande laterali del canale principale e della subportante a 38 kHz devono essere limitate in modo da produrre una modulazione dell'80% pari a 60 kHz, anziché del 90% (pari a 67,5 kHz), perché un 10% è devoluto alla modulazione provocata dalla SCA.

Il peggioramento in monofonia del rapporto segnale/disturbo che ne consegue, è di poco superiore a 1 dB, che nemmeno il più esperto musicista può avvertire. Si richiama l'attenzione sul fatto che questa conservazione del rapporto segnale/disturbo in monofonia ebbe molto peso presso la FCC per la scelta del sistema di radiotrasmissione stereofonica.

Chiudiamo questo paragrafo segna-

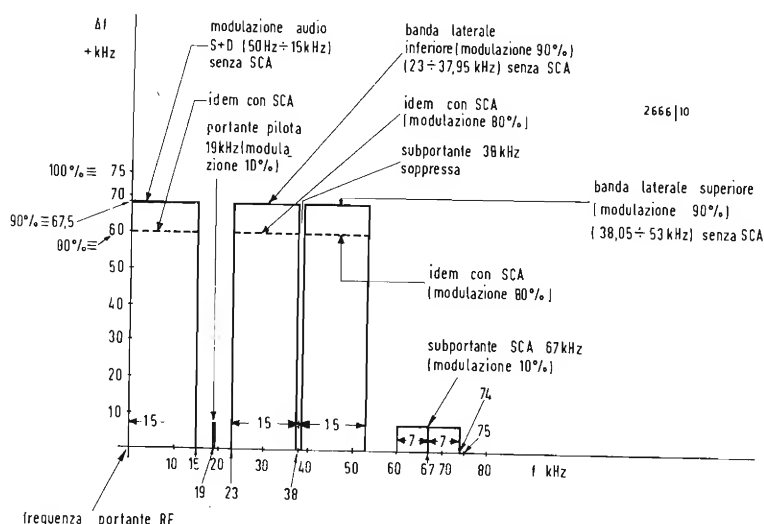


Fig. 13 - Distribuzione di frequenza e di modulazione per radio diffusione stereofonica.



lando ancora l'importanza del sistema di trasmissione interleaving. Esso consiste nell'utilizzare lo stesso trasmettitore a RF per la trasmissione di diversi segnali in modo discontinuo nel tempo, cioè in sequenza; ciascun segnale viene inserito per un determinato intervallo di tempo e risulta immediatamente preceduto e seguito da altri segnali, cioè coesiste, o convive, o coabita con essi. In questo modo la trasmissione è continua, ma è dovuta a diversi segnali succedentisi con una sequenza prefissata; poiché ciascun segnale modulante agisce da solo, la modulazione conseguente della portante RF è quella competente al segnale agente istantaneamente e non è la somma delle modulazioni dovute a ciascun segnale. Così il segnale S + D modula al 90% la RF, le bande laterali di S—D modulano pure al 90% la RF, ma la modulazione totale è sempre 90% e non 180%, come si potrebbe credere. La portante pilota a 19 kHz e la subportante SCA a 67 kHz non sono coinvolte con il processo di interleaving.

### Caratteristiche del radioricevitore stereofonico

Diciamo subito che in un ricevitore per MF stereo, la parte monofonica conserva integralmente la sua importanza e costituisce una sezione fondamentale alla quale vengono aggiunti i circuiti multiplex, il generatore della subportante e il decodificatore MF stereo. Molto spesso la ragione di una cattiva ricezione stereo, come l'insufficiente separazione tra i canali S e D e la presenza di disturbi, va ricercata nelle sezioni RF e FI in MF del ricevitore, tutte parti che precedono il decodificatore multiplex e gli altri circuiti tipici dello stereo.

Si richiamano qui nel seguito, pertanto, alcuni concetti relativi al ricevitore a modulazione di frequenza (MF), che riguardano direttamente il funzionamento in stereo. Ciò torne-

rà particolarmente utile a coloro che intendono trasformare un sintonizzatore MF monofonico in un complesso stereo, mediante gli adattatori multiplex MF stereo esistenti in commercio.

Si suppone che il lettore non sia completamente digiuno della modulazione di frequenza, la cui trattazione esorbita totalmente dallo scopo delle presenti note: comunque, nella 1ª parte (v. «l'antenna» n. 12-1970) sono riassunte le principali caratteristiche della MF.

### Sensibilità

La ricezione stereo richiede generalmente un segnale più intenso della ricezione monofonica; perciò i circuiti dell'antenna all'uscita del sintonizzatore sono più elaborati in stereofonia. E' chiaro che per avere una forte uscita dal discriminatore occorrono molti microvolt all'ingresso di antenna e ciò dipende dalla sensibilità del ricevitore. Questa sensibilità può essere definita in due modi: con il metodo IRE Quieting e con il metodo IHFM Least Sensitivity.

Il 1° metodo accennato (IRE Quieting Method = Metodo di quiescenza proposto dall'Istituto of Radio Electrical Electronic Engineers, ovvero IEEE) definisce la sensibilità del ricevitore MF mediante il numero di microvolt richiesti ai terminali di entrata di antenna per fornire una certa uscita di quiescenza, cioè senza segnale modulante. Con questo metodo di definire la sensibilità di un ricevitore o sintonizzatore si ottiene una misura di quanto l'apparecchio sia esente dai disturbi in assenza di modulazione trasmessa. Questo tipo di disturbo è comunemente detto «rumore di fondo, o background, o rumore residuo».

Per applicare il metodo «quiescenza» conviene attenersi alle prescrizioni dell'IRE, usando l'apparecchiatura di misura indicata in fig. 14. Un generatore di bassa frequenza modula in frequenza un generatore

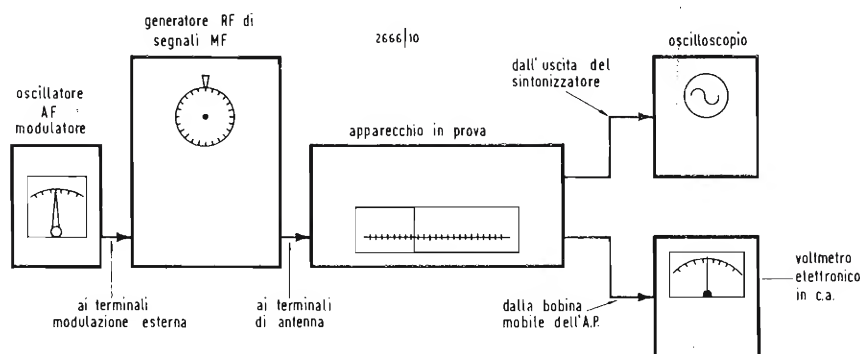


Fig. 14 - Apparecchiatura per la misura della sensibilità con il metodo «Quieting».

RF di segnali MF, il quale deve possedere un attenuatore di uscita tarato in  $\mu\text{V}$  con precisione e non deve presentare radiazioni dannose (se il generatore non è di alta classe, può accadere che anche con l'attenuatore di uscita a zero, il ricevitore dia un segnale di uscita in seguito a captazione di irradiazione parassita da parte del generatore).

Il generatore RF modulato in frequenza alimenta l'apparecchio in prova (ricevitore completo, o solo sintonizzatore); l'uscita di questo è applicata ad un oscilloscopio, se si tratta di un sintonizzatore, ovvero ad un voltmetro elettronico in c.a. se si tratta di un ricevitore completo.

Si modula al 30% (pari a 22,5 kHz) in frequenza con un segnale modulante compreso fra 60 e 800 Hz a piacere. Si sintonizza il ricevitore in prova sulla portante del generatore e si riceve il suono in altoparlante (se l'apparecchio è un sintonizzatore, si vedrà l'onda di uscita sull'oscilloscopio), avendo regolato il volume in modo da evitare la saturazione dello stadio finale, e avendo disposto gli eventuali controlli di tono in posizione di risposta «piatta».

Poi si esclude e include alternativamente la modulazione e si riporta in un grafico, o in una tabella, il livello del rumore di fondo in funzione del livello del segnale di uscita in presenza della modulazione, per diversi valori in diminuzione dell'intensità in  $\mu\text{V}$  del segnale di ingresso all'apparecchio in prova. Attenuando detto segnale, si arriva ad un punto al quale si ha una differenza di 30 dB tra l'uscita dell'apparecchio in presenza di modulazione e l'uscita dello stesso in assenza di modulazione. Quando si riduce il segnale all'uscita del generatore RF, bisogna assicurarsi che l'apparecchio sia accordato con precisione sulla portante del generatore, perché la sintonia diviene più difficoltosa quando il segnale è debole. Si chiama «figura di

quiescenza o di quieting» il numero di  $\mu\text{V}$  necessari all'ingresso per dar luogo alla differenza di 30 dB in uscita; detta figura è una caratteristica di ogni singolo apparecchio il quale è tanto migliore quanto minore è tale numero di  $\mu\text{V}$ ; in altre parole, un ricevitore con figura di quiescenza di 5  $\mu\text{V}$  è migliore di un ricevitore con figura di quiescenza di 10  $\mu\text{V}$ .

Il 2° metodo accennato sopra è lo «IHFM Least Sensitivity Method», cioè il metodo della sensibilità limite proposto dall'Institute of High Fidelity Manufacturers (IHFM). Questo 2° metodo è probabilmente il più utile in quanto la misura con esso ottenuta è la più attendibile, perché tiene conto sia delle limitazioni della rumorosità di fondo, sia della distorsione. La facilità di creazione della distorsione si può spiegare nel modo seguente. Al diminuire dell'intensità del segnale in entrata, in molti ricevitori, aumenta il rumore di fondo e diminuiscono le larghezze di banda dell'amplificatore FI e del discriminatore; se esse diminuiscono al di sotto di 150 kHz (cioè  $\pm 75$  kHz), nel caso di modulazione al 100%, il ricevitore lavora in una zona non lineare della sua curva di risposta (banda passante); in conseguenza, il segnale audio di uscita risulta distorto. Se ciò costituisce un inconveniente abbastanza grave in monofonia, è facile immaginare quanto maggiormente risulti dannoso in stereofonia, dove occorre trasmettere linearmente tutte le frequenze fino a 53 kHz. Inoltre, in stereofonia è molto più facile che in monofonia arrivare alla massima percentuale di modulazione, a motivo che vi sono tre fonti di modulazione, gli effetti delle quali si sommano: 1) il canale RF audio principale (S + D); 2) le bande laterali della subportante; 3) la portante pilota a 19 kHz sempre presente per circa il 10% della modulazione totale; talvolta si aggiunge una quarta modulazione dovuta alla SCA per

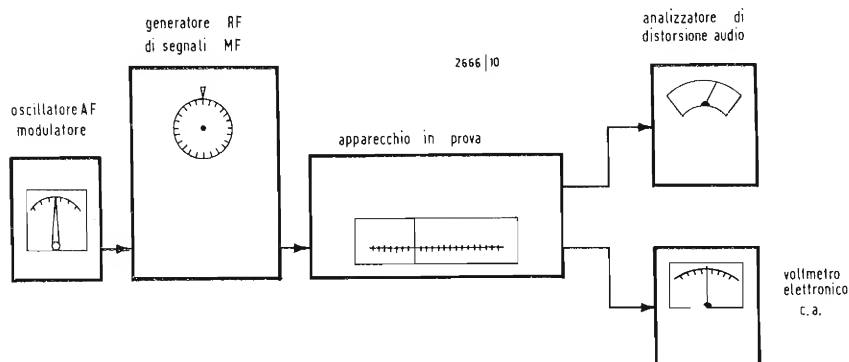


Fig. 15 - Apparecchiatura per la misura della sensibilità limite utile (2° metodo).

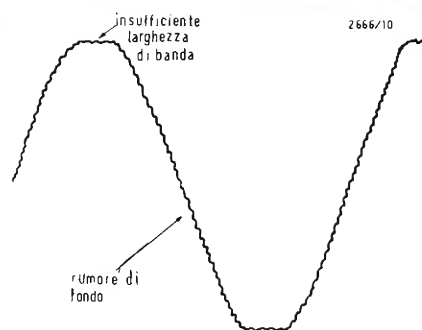


Fig. 16 - Distribuzione delle armoniche nell'onda sinoidale.

la musica di sottofondo e costituente un altro 10%, sempre presente, della modulazione totale.

Per effettuare la misura della sensibilità limite utile, giusta il 2° metodo, occorre un analizzatore di distorsione del tipo ad azzeramento. Si modula il generatore RF al 100% a 400 Hz in frequenza e si usa l'analizzatore per misurare sia la rumorosità, sia la distorsione. La modulazione viene esclusa tutte le volte che si vuole usare l'analizzatore per misurare qualunque cosa, eccetto i 400 Hz, e cioè la distorsione armonica, la rumorosità e anche il ronzio. Si riduce l'intensità del segnale del generatore RF finché la differenza fra l'uscita a 400 Hz e quella dovuta ai « residui » sopra accennati, sia di nuovo 30 dB. Si chiama « sensibilità limite utile » il numero di  $\mu V$  applicati all'apparecchio in prova, tensione del segnale, che fornisce la differenza di 30 dB. La fig. 15 rappresenta l'apparecchiatura per la misura della sensibilità limite utile. L'apparecchiatura è analoga a quella di fig. 14, con la sostituzione dell'analizzatore di armoniche al posto dell'oscilloscopio.

Se non si dispone di un analizzatore di armoniche, si può ancora usare un oscilloscopio per la misura della sensibilità, applicandolo all'uscita dell'apparecchio in prova e osservando la forma d'onda del segnale a 400 Hz ivi presente. Riducendo l'uscita del generatore RF, si arriva ad un punto dove l'onda sinoidale manifesta distorsione (fig. 16), dove si vede che l'onda sinoidale contiene una distorsione di circa il 3%, il che equivale ad avere prodotti di distorsione 30 dB al disotto del segnale fondamentale a 400 Hz. In fig. 16 si vede anche un certo rumore di fondo, ma in generale, la distorsione è il fattore che fa raggiungere il punto -30 dB sotto il segnale, per primo nella maggior parte dei ricevitori. Per questa ragione, la figura in  $\mu V$  della sensibilità limite utile è generalmente superiore alla figura a riposo ottenibile usando il 1° metodo di misura proposto dall'IRE.

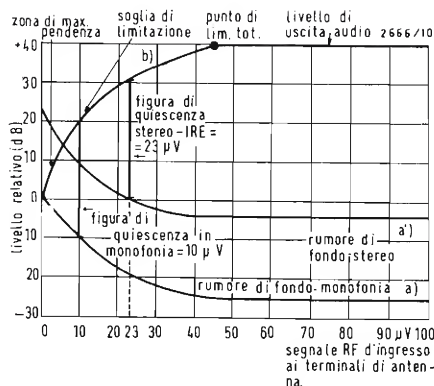


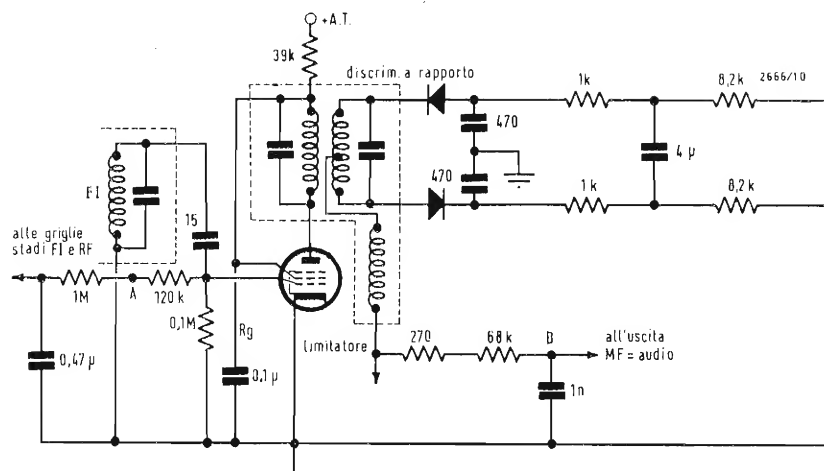
Fig. 17 - Curve di quiescenza per un tipico ricevitore MF.

### Dipendenza della qualità della ricezione stereo dalla sensibilità

In stereofonia MF il rapporto segnale/disturbo deve essere circa 20 dB più grande che in monofonia. Per es., se nel caso monofonico, usando il 1° metodo di misura della sensibilità del ricevitore, si è trovato il rapporto segnale/disturbo di 25 dB (accettabile fino a 30 dB), a parità di qualità di ricezione, nel caso stereofonico tale rapporto deve salire a 45 dB (limite accettabile 50 dB). I grafici di fig. 17 illustrano questo stato

di cose. In ascisse sono riportati i livelli del segnale in  $\mu V$  applicati ai terminali di antenna all'ingresso del ricevitore. In ordinate sono riportati i livelli relativi in dB dei segnali di uscita. La curva a) rappresenta il rumore di fondo in monofonia; la curva a') rappresenta il rumore di fondo in stereofonia; la curva b) rappresenta i livelli di uscita audio sia in mono, sia in stereo. Da questi grafici si possono dedurre le figure di sensibilità di quiescenza di ricevitore MF commerciale di prezzo medio. La differenza in dB fra la curva b) e la curva a) o a') rappresenta la condizione di quiescenza per quel particolare numero di  $\mu V$  applicato in terminali di antenna del ricevitore. Dalle curve a) e b) si vede che per ingresso 10  $\mu V$ , si ha un'uscita audio di + 20 dB; quando si esclude la modulazione (1° metodo), il segnale di uscita, essenzialmente costituito dal rumore di fondo, cade a - 10 dB; l'entrata 10  $\mu V$  rappresenta allora la figura di quiescenza, essendo, per essa, la differenza tra le due curve uguale a + 20 - (-10) = 30 dB. La curva a') è, come si è detto, il luogo dei livelli del rumore di fondo per il caso stereofonico; essa dista costantemente + 10 dB dalla curva a); dalle curve b) e a') si vede che per avere la differenza di 30 dB occorrono circa 23  $\mu V$  di entrata per la stereofonia. Si noti che il rapporto  $23/10 = 2,3$  non è una costante, e che quindi non basta moltiplicare per 2,3 il rapporto segnale disturbo quando si voglia trasformare un ricevitore monofonico in uno stereofonico; il rapporto 2,3 è valido per il particolare ricevitore al quale competono i grafici di fig. 17, per altri ricevitori si troverebbero rapporti diversi. Dati statistici rilevati su un grande numero di ricevitori o sintonizzatori MF, informano che spesso la stereofonia richiede un segnale dieci volte maggiore di quello richiesto dalla monofonia. Per contro, bisogna dire che si è pure trovato che alcuni tra i ricevitori stereo più sensibili e di più elaborata progettazione richiedono, rispetto al ricevitore monofonico medio, solo un aumento quasi non misurabile del segnale, per una prestazione equivalente. La fig. 17 soccorre a capire come ciò possa avvenire. La curva b) dell'uscita audio è quasi una spezzata composta di tre segmenti distinti. Prima che intervenga una azione limitante da parte delle sezioni RF e FI del ricevitore, la tensione di uscita varia linearmente con la tensione di ingresso (1° tratto della spezzata). Poi, la curva comincia a salire più lentamente, perché comincia ad aver luogo la limitazione; precisamente, l'uscita aumenta linearmente con la velocità di 6 dB per ogni aumento di 6 dB di entrata

Fig. 18 - Schema particolare dell'ultimo stadio FI e del discriminatore a rapporto (Bogen).



(2° tratto della spezzata). Infine dopo raggiunta la piena limitazione (saturazione o sovraccarico degli stadi RF, FI), anche aumentando indefinitamente il segnale RF di entrata, l'uscita audio non cresce più; nello esempio della fig. 17, ciò avviene a 40 dB di uscita (3° tratto della spezzata).

L'andamento di questi tre tratti della curva di riposo di un ricevitore o di un sintonizzatore varia da modello a modello ed anche fra gli apparecchi dello stesso tipo di produzione in serie, a motivo delle tolleranze di fabbricazione. Si vede dunque, che la differenza dei 30 dB, che definisce la sensibilità stereo, varia a seconda del tratto di spezzata interessato nella misura. Per effettuare la misura di sensibilità, con le modalità sopra descritte, quando si voglia trasformare un ricevitore da mono a stereo, si raccomanda di installare l'apparecchio in una tonadola dove l'apparecchio non vada in totale saturazione quando riceve in monofonia.

Unavolta determinata la sensibilità di quiescenza del ricevitore, occorre misurare l'intensità del segnale stereo MF della stazione che si intende ricevere. Non è necessario disporre di un vero e proprio misuratore d'intensità di campo; ci si può arrangiare con il generatore segnali RF e con un voltmetro elettronico in c.c.

#### Metodo di misura della tensione di C.A.G.

In fig. 18 è riportato lo schema parziale dell'ultimo stadio FI e del rivelatore a rapporto di un sintonizzatore stereo multiplex MF.

La tensione di C.A.G. (Controllo Automatico di Guadagno) si genera al punto A, da dove viene distribuita ai precedenti stadi amplificatori FI

e RF. La tensione di C.A.G. è direttamente proporzionale all'intensità del segnale RF d'ingresso. Essa trova la sua origine nell'azione di limitazione di griglia dell'ultimo stadio FI; essa è negativa al punto A, perché la corrente in R, scorre da griglia a massa. La curva di fig. 19 è la rappresentazione grafica della tensione di C.A.G. in funzione dell'intensità del segnale di ingresso, e serve da riferimento per l'intensità del segnale. Dopo aver tracciato la curva di fig. 19, si connette l'antenna al ricevitore e si sintonizza quest'ultimo sulla stazione desiderata con molta precisione. Ad accordo ottenuto, supponiamo che si abbia la tensione di C.A.G. di  $-1,5$  V; dalla fig. 19 si deduce che a  $-1,5$  V in ordinate corrispondono circa  $30 \mu\text{V}$  in ascissa: è questa la intensità del segnale ricevuto. Supponendo valida, per questo esempio, la fig. 17, si trova subito che a  $30 \mu\text{V}$ , anche in condizioni di ricezione stereo, il ricevitore fornisce un rapporto di quiescenza di circa 36 dB; allora la stazione in ricezione può essere con sicurezza ricevibile in modo soddisfacente in stereo, almeno per ciò che riguarda la quiescenza. Ma ci sono molti altri fattori da considerare.

Facciamo il caso di ricevere un'altra emittente MF stereo e di rilevare una tensione di C.A.G. di solo  $-1$  V, corrispondente ad un segnale di entrata di circa  $17 \mu\text{V}$ . Osservando ancora la fig. 17, si vede che nel caso di ascolto stereo a  $17 \mu\text{V}$  corrisponde una quiescenza di soli 25 dB circa, mentre per l'ascolto monofonico lo stesso segnale d'ingresso produce una quiescenza di 45 dB. Se si verificano simili condizioni, occorre, come prima cosa, esaminare l'impianto della antenna ricevente. Questo argomento sarà il primo soggetto della prossima puntata.

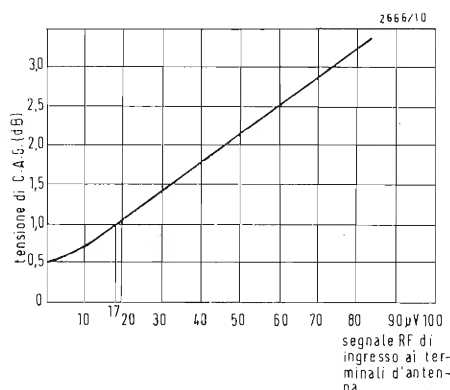


Fig. 19 - Tensione di C.A.G. presente alla griglia del limitatore.



## Definizione dei termini di TVC usati nella letteratura tecnica tedesca\*

F

*Farbsaum* (= Strascico di colore) - Deviazioni di tinta dell'immagine colorata riprodotta rispetto all'immagine trasmessa, ai confini fra due valori di luminanza, o fra due tinte, o fra due colori.

*Farbschwelle* (= Soglia del colore) - Luminosità alla quale cominciano a non essere più percepibili le differenze dei colori.

*Farbsignal* (= Segnale di colore) - a) Tensione di segnale, che riproduce le caratteristiche di un colore, cioè la cromaticità e la luminanza - b) Denominazione inesatta del segnale di cromaticità - c) Segnale primario di cromaticità.

*Farbsperre* (= Soppressione del colore) - Altra espressione per «color-killer».

*Farbsperr-Verstärker* (= Amplificatore soppressore del colore) - Amplificatore in cui viene amplificato il segnale necessario per il bloccaggio dell'amplificatore del colore, quando si ricevono trasmissioni in bianco-nero.

*Farbstreifen-Generator* (= Generatore di strisce colorate) - Generatori per ricevitori di TVC. Questo generatore dà luogo sullo schermo di un cinescopio tricromatico di TVC ad una mira elettronica a strisce colorate. *Farbstreifen-Muster* (= Mira o immagine a strisce colorate) - Strisce orizzontali o verticali sullo schermo di un cinescopio tricromatico, con i colori fondamentali rosso, verde e blu, i corrispondenti colori complementari ciano, magenta e giallo, nonché nero e bianco.

*Farb-Synchronisier-Signal* (= Segnale di sincronizzazione del colore) - Alcuni periodi della subportante di colore sul banco di soppressione posteriore dell'impulso di sincronismo orizzontale. Con questo segnale viene sincronizzato in frequenza e fase l'oscillatore della portante di colore presente nel ricevitore.

Altre designazioni: segnale sincro del colore, «burst».

*Farbtafel* (= Tavola o diagramma di cromaticità) - a) Tavola dei colori. b) Tavola sulla quale è riportato un grande numero di colori; per es. per la previsione dei colori ottenibili di vernici.

*Farbtemperatur* (= Temperatura di colore) - Caratteristica di cromaticità delle radiazioni luminose colorate, che somigliano a quelle del cor

po nero, con la temperatura del corpo nero data in gradi Kelvin.

*Farbton* (= Tinta) - La componente di cromaticità caratterizzata da una unica lunghezza d'onda o da una lunghezza d'onda dominante e che è definita, nel diagramma di cromaticità, con un raggio uscente dal punto bianco e terminante sulla linea di contorno del diagramma di cromaticità. *Farbtongleiche Wellenlänge* (= Lunghezza d'onda di uguale tinta) - Lunghezza d'onda dominante.

*Farbtonkennzeichnende Wellenlänge* (= Lunghezza d'onda caratteristica della tinta) - Lunghezza d'onda dominante.

*Farbtonverfälschung* (= Errore di tinta) - Falsificazione della colorazione in riproduzione nel senso che vengono riprodotte tinte sbagliate.

*Farbträger* (= Portante di colore) - Tensione portante, che viene modulata con le componenti del segnale primario di cromaticità. Riguardo alla definizione della frequenza, si sceglie per la frequenza della portante di colore per es. secondo l'offset di mezza riga (sistema NTSC) il valore di 4.4296875 MHz, o secondo l'offset di un quarto di riga si sceglie il valore di 4.43361875 MHz (sistema PAL).

*Farbträger-Offset* (= Offset della portante di colore) - Trasferimento della frequenza della portante di colore in un intervallo fra le armoniche della frequenza di riga.

*Farbträger-Schwächung* (= Attenuazione della portante di colore) - Attenuazione della tensione della portante di colore nel sistema SECAM.

*Farbträger-Unterdrückung* (= Soppressione della portante di colore) - Modulazione in ampiezza della portante di colore in modo che questa non intervenga nel risultato della modulazione.

*Farbträger-Versatz* (= Trasposizione della portante di colore) - Variazione, mediante una bassa frequenza (per es. la frequenza verticale) della frequenza stabilita con l'offset della portante di colore.

*Farbtripel* (= Triolo di colori) - I tre punti associati dei fosfori colorati (eccitati ugualmente nella ricezione non a colori) nel cinescopio a maschera forata di TVC.

*Farb-Übersprechen* (= Diafonia cromatica) - Azione combinata di frazioni di una componente del segnale di cromaticità con l'altra componente del segnale di cromaticità. La diafo-

(\*) Continuazione dal n. 12 - 1970.

tia cromatica conduce in primo luogo agli strascichi di colori.

*Farbvalenz* (= Valenza cromatica) - Sensazione di un'eccitazione cromatica con il senso della vista. La valenza cromatica è caratterizzata dalla luminanza e dalla cromaticità (consistente nella tinta e nella saturazione dei colori).

*Farbvalenz, bedingt gleiche* (= Uguaglianza condizionata dalla valenza cromatica) - Uguale sensazione di colore con diversità di eccitazione cromatica.

*Farbvektor* (= Vettore di colore) - Altra espressione (non del tutto corretta) del vettore del segnale di cromaticità.

*Farbwert* (= Valore di cromaticità) - Valenza cromatica di una delle tre radiazioni luminose colorate fondamentali, che è necessaria per riprodurre naturalmente una data valenza di colore mediante sintesi additiva delle tre radiazioni luminose fondamentali colorate.

*Farbwert-Signal* (= Segnale valore di cromaticità) - Uno dei tre segnali di colore primari  $V_R$ ,  $V_V$  e  $V_B$  contenente l'informazione su di un valore di cromaticità.

*Farbzeiger* (= Vettore di colore) - Vettore della tensione alternativa rappresentativa del segnale di cromaticità.

*FBA-Signal* (= Segnale video a colori + segnali di soppressione).

*FBAS-Signal* (= Segnale video a colori + segnali di soppressione + segnali di sincronismo) - Segnale video completo per una trasmissione di TVC, comprendente il segnale di cromaticità (F), il segnale d'immagine in bianco-nero (luminanza; B), il segnale di soppressione (A) e il segnale sincro (S).

*Feld* (= Trama, campo, semiquadro) - Una delle parti trasmesse successivamente nel tempo, ma intrecciate in riproduzione, dell'immagine completa. Con il sistema interlacciato, con il quale vengono trasmesse alternativamente le righe pari e le righe dispari, si tratta così di due trame (due mezze immagini).

*Flimmern* (= Sfarfallio, scintillazione) - Brusche variazioni di luminosità o di cromaticità, che vengono percepite come disturbi nella ricezione delle immagini.

*Frequenzverkämmung* (= Coesistenza di frequenze, Interleaving) - Lo spettro del segnale video completo presenta, anche nel caso di contenuto d'immagine variabile, addensamenti intorno ai multipli interi della frequenza di riga. Fra questi addensamenti, le ampiezze dello spettro vanno gradatamente annullandosi. Anche nello spettro del segnale di cromaticità ci sono addensamenti, i centri

dei quali si trovano intorno alla frequenza di riga, o con il sistema PAL intorno alla metà della frequenza di riga.

Per coesistenza di frequenze si indica una scelta della frequenza della portante di colore tale che gli addensamenti nello spettro del segnale di cromaticità cadano negli intervalli dello spettro del segnale di luminanza e degli impulsi di sincronismo di riga.

Altre designazioni: ripartizione di banda, raggruppamento spettrale.

*F-Signal* (= Segnale di cromaticità, abbreviazione) - Abbreviazione di *Farbart-Signal* (segnale di cromaticità), usata per il risultato della modulazione della portante di colore con le due componenti del segnale primario di cromaticità.

*Führungstrahl* (= Fascio guida) - Pennello elettronico, che nei cinescopi a indice di TVC viene deviato unitamente al pennello principale. Con il suo ausilio, il pennello principale viene deviato convenientemente sulle strisce di fosforo, che devono essere eccitate alla luminosità.

## G

*Gamma* (= gamma). Nella tecnica televisiva, l'esponente che caratterizza la non linearità delle distorsioni da compensare fra la luminosità del punto immagine  $B_1$  alla ripresa e la luminosità del punto immagine  $B_2$  in riproduzione.

*Gamma-Korrektur* (= Correzione del gamma). Compensazione delle distorsioni non lineari, che si generano nel canale di trasmissione fra la scena ripresa e la riproduzione sullo schermo del cinescopio tricromatico. Le non linearità si originano specialmente nella telecamera da ripresa e nel cinescopio riproduttore. Gamma è la denominazione dell'esponente, con il quale si esprime approssimativamente la distorsione non lineare.

*Gebrochene Farbe* (= Colori falsati). Colori, la luminosità dei quali è minore della luminosità media del campo di visione osservata con occhio assuefatto alla luce. Esempio: marrone e verde-oliva. Se si tratta di una macchiolina colorata marrone in un ambiente con luminosità molto bassa, invece del marrone si osserva il colore non falsato, che sta alla base del marrone, diciamo l'arancio. In certe condizioni, si scambia il verde-oliva con il giallo-verde.

*Gegenstandsfarbe* (= Colore degli oggetti). La radiazione luminosa colorata osservata, costituita dalla parte riflessa o trasmessa di una radiazione luminosa. Generalmente viene usata come radiazione luminosa incidente una radiazione luminosa bianca con

spettro continuo. Il colore di un oggetto dipende dal grado di riflessione o di trasparenza dell'oggetto determinato dalla lunghezza d'onda. Esso dipende dallo spettro della radiazione luminosa, che illumina l'oggetto.

*Geometriefehler* (= Distorsione geometrica). Deviazione del contorno del reticolo sullo schermo del cinescopio dalla desiderata forma rettangolare. Le distorsioni geometriche che si verificano nei cinescopi a maschera forata si originano sostanzialmente perché l'asse del proiettore elettronico non coincide con l'asse centrale del tubo e perché lo schermo ha una curvatura solo pianeeggiante. Questi errori geometrici, che sono diversi per i tre pennelli elettronici, vengono corretti mediante conveniente conformazione dei campi deviatori e con la correzione della convergenza dinamica. Vedi anche: *Konvergenzfehler*.

*Geschaltete Farbart-Achse* (= Asse cromatico commutato). Nel sistema PAL, l'asse  $F_{(R-Y)}$ , cioè l'asse cromatico al quale appartiene la componente invertita di riga in riga del segnale di cromaticità.

*Gittermaske* (= Maschera a griglia). Altra denominazione della maschera a linee.

*Gittermaskenröhre* (= Tubo a maschera a griglia). Tubo cromatron a tre pennelli, genericamente tubo tricromatico di TVC a tre pennelli, in cui è preposta allo strato di fosforo una griglia verticale, nelle maglie della quale, i tre pennelli elettronici si incrociano come nei fori dei tubi a maschera forata.

*Grau-Abgleich* (= Taratura del grigio).

a) Taratura della telecamera di TVC, per cui i segnali dei colori primari acquistano uguale valore mediante la ripresa di un'immagine non colorata.  
b) Taratura del pilotaggio di un cinescopio tricromatico, in modo che all'incidenza simultanea dei tre segnali dei colori primari di uguale grandezza e convenientemente amplificati, si ottiene una riproduzione in bianco-nero.

*Grün-Signal* (= segnale verde). Segnale di colore primario, che corrisponde alla parte verde del punto immagine da trasmettere in relazione alla cromaticità e alla luminanza.

*Grün-Statik* (= correzione statica del verde). Correzione della convergenza statica del pennello elettronico predisposto per l'illuminazione dei punti del fosforo verde, mediante regolazione degli appositi magneti del complesso di convergenza.

*Grünstrahl* (= Fascetto elettronico verde). Pennello elettronico predisposto per l'eccitazione dei punti di fosforo verde da illuminare.

*Grün-System* (= Proiettore, o canno-

ne verde). Proiettore del pennello elettronico predisposto per l'illuminazione dei punti di fosforo verdi dello schermo del cinescopio a colori.

*Grundfarben bei Farbernschen* (= Colori fondamentali in TVC). I colori fondamentali per la TVC sono le tinte della luce dei punti luminosi. Come colori fondamentali sono stati scelti:

Coordinate del colore		Rosso	Verde	Blu	Bianco
NTSC	x	0,67	0,21	0,14	0,31
	y	0,33	0,71	0,08	0,316
Nuova norma	x	0,64	0,27	0,15	0,281
	y	0,34	0,59	0,07	0,311
Lunghezza d'onda monocromatica					
	$\lambda/\text{nm}$	610	535	470	—

## H

*Halbzeilen-Offset* (= Offset, sfalsamento, di mezza riga). Scelta del rapporto in frequenza della frequenza sottoportante di colore uguale a un multiplo dispari della metà della frequenza di deviazione orizzontale.

*Hauptstrahl* (= Fascetto elettronico principale). In un tubo a Indice, che lavora con un pennello elettronico di guida, il pennello elettronico, che eccita alla luminosità gli strati dei fosfori.

*Hell-Adaptierung* (= Adattamento alla luce). Regolazione dell'occhio umano ad una sensibilità spettrale adattata alla luce diurna. Contrariamente a ciò, vi sono regolazioni dell'occhio umano ad altre sensibilità spettrali, per es. adattamento al buio, adattamento alla luce lunare.

*Hellempfindlichkeitsgrad, spektraler* (= grado di sensibilità spettrale alla luce). Rapporto della luminosità percepita, con occhio adattato alla luce, di una radiazione luminosa, avente solo una determinata lunghezza d'onda, alla radiazione luminosa avente lunghezza d'onda 555 nm a parità di energia di queste due radiazioni. Altra denominazione: sensibilità spettrale relativa alla luce.

*Helligkeit* (= Luminosità, brillantezza). Valore medio della luminanza nell'intero campo di visione, ovvero in TV, valore medio della luminanza dello schermo d'immagine (mediata oltre che sulla superficie dello schermo di visione, anche in un intervallo di tempo dell'ordine di grandezza del decimo di secondo).

*Helligkeitsflimmern* (= Scintillamento di luminosità, sfarfallamento). oscillazioni di luminosità percepite come disturbi, che si verificano nella riproduzione delle immagini specialmente nelle zone chiare.



# PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

## ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

### ATES COMPONENTI ELETTRONICI

S.p.A. - Milano

Via Tempesta, 2  
Telefono 46.95.651 (4 linee)

Semicondutt. per tutte le applicazioni

**Electronica Industriale**  
ING. G. BARBUTI

LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30  
Tel. 039-417.83

Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

**emme esse**

Antenne TV - Accessori vari

25025 MANERBIO (Brescia)

Telefono 93.83.19

Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano

Viale Bodio, 33

Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano

Via Aldini, 16

Telefono 35.54.484

Fili, cordone per ogni applicazione

ISOLA - Milano

Via Palestro, 4

Telefoni 795.551/4

Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

**MALLORY**

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali

Mallory Batteries s.r.l. - Milano

Via Catone, 3 - Telef. 3761883/890

Telex 32562

MISTRAL - Milano

Via Melchiorre Gioia, 72

Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma

V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

**seleco**

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE  
radiotelevisione - elettronica civile  
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano

Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA

COMPONENTI

Di A. Banfi & C. - s.a.s.  
BARANZATE (Milano)

Via Monte Spluga, 16

Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA

Paderno Dugnano (Milano)

Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4

Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano

Via G. Broggi, 13

Telefono 222.451

(entrata negozio da via G. Jan)

**ANTENNE**

AUTOVOX - Roma

Via Salaria, 981

Telefono 837.091

**BOSCH** Impianti

centralizzati d'antenna Radio TV

**EL.FAU**

S.r.l. 20125 MILANO

VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

**FRINI ANTENNE**

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE

Cesate (Milano)

Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271



NUOVA TELECOLOR

S.r.l. - Milano

Via C. Poerio 13

Tel. 706235 - 780101

ANTENNE KATHREIN

**APPARECCHIATURE  
AD ALTA FEDELTA'  
REGISTRATORI**

COSTRUZIONI

RADIOELETTRICHE



Rovereto (Trento)

Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano

Viale Premuda, 38/A

Tel. 780.730 - 795.762/3





VIA SERBELLONI, 1-20122 MILANO  
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

*Octaphonic*  
di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250

MILANO

Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz.  
Impianti.

**R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia**

Via Carnevall, 107

20158 Milano - Tel. 370.811

Radio e fonografia elettrocoba  
Apparecchiature HIFI  
elettroniche a transistori



COSTRUZIONI  
ELETTROACUSTICHE  
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO

Via Alberto Mario, 28 - Milano  
Tel. 46.89.09

Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA

V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

**RIEM - MILANO**

Via dei Malatesta, 8

Telefono, 40.72.147



SOCIETA' ITALIANA  
TELECOMUNICAZIONI  
SIEMENS S.p.A.

Sede, direz. gen. e uffici:  
20149 MILANO  
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

**AUTORADIO  
TELEVISORI  
RADIOGRAMMOFONI  
RADIO A TRANSISTOR**

**AUTOVOX - Roma**

Via Salaria, 981

Telefono 837.091

Televisori, Radio, Autoradio

**C.G.E. - Milano**

Radio Televisione

Via Bergognone, 34

Telefono 42.42

**CONDOR - Milano**

Via Ugo Bassi, 23-A

Tel. 600.628 - 694.267



TRANSISTORS  
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.

di Gino da Ros & C.

Via L. Cadorna

VIMODRONE (Milano)

Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

**DU MONT**

Radio and Television - S.p.A. Italiana

80122 - NAPOLI

Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

**EUROPHON - Milano**

Via Mecenate, 86

Telefono 717.192

**FARET - VOXSON - Roma**

Via di Tor Corvara, 286

Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

**MANCINI - Milano**

Via Lovanio, 5

Radio, TV, Giradischi

**NAONIS**

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - PORDENONE  
lavatrici televisori frigoriferi cucine

**PHONOLA - Milano**

Via Montenapoleone, 10

Telefono 70.87.81

**RADIOMARELLI - Milano**

Corso Venezia, 51

Telefono 705.541

**REX**

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - PORDENONE  
lavatrici televisori frigoriferi cucine

**ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano**

Via Petitti, 15

Autoradio Blaupunkt

**Samber's**

Milano - Via Stendhal 45

Telefono 4225911

Televisori componenti radio

**ELECTRONICS**



Fono - Radio  
Mangladischi  
Complessi stereofonici

LECCO

Via Belvedere, 48

Tel. 27388

**ULTRAVOX - Milano**

Viale Puglie, 15

Telefono 54.61.351

**BOBINATRICI**

**PARAVICINI - Milano**

Via Nerino, 8

Telefono 803.426



## CONDENSATORI

**DUCATI ELETTROT. MICROFARAD**  
Bologna

Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

**ICAR - MILANO**

Corso Magenta, 65

Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

## GIOCHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

**C E A - Elettronica**

**GROPELLO CAIROLI (Pavia)**

Via G. B. Zanetti

Telefono 85 114

**ICAR - Milano**

Corso Magenta, 65

Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

**LARE - Cologno Monzese (Milano)**

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

Laboratorio avvolgim. radio elettrici

## GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

**LENCO ITALIANA S.p.A.**

Osimo (Ancona)

Via del Guazzatorre, 225

Giradischi - Fonovalige

**PHILIPS - Milano**

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

Giradischi



**COSTRUZIONI  
ELETTROACUSTICHE  
DI PRECISIONE**

Direzione Commerciale: MILANO

Via Alberto Marlo, 28 - Milano  
Tel. 46.89.09

Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA  
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

**RIEM - Milano**

Via dei Malatesta, 8

Telefono, 40.72.147



**SOCIETA' ITALIANA  
TELECOMUNICAZIONI  
SIEMENS S. p. A.**

Sede, direz. gen. e uffici:  
20149 MILANO  
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

## GRUPPI DI A. F.

**LARES - Componenti Elettronici S.p.A.**

Paderno Dugnano (Milano)

Via Roma, 92

**PHILIPS - Milano**

Piazza IV Novembre, 3

Telefono 69.94

**RICAGNI - Milano**

Via Mecenate, 71

Tel. 504.002 - 504.008

## POTENZIOMETRI

**ICAR - Milano**

Corso Magenta, 65

Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

**LIAR - Milano**

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

## RESISTENZE

**Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E  
CONDENSATORI**

Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003  
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

## RAPPRESENTANZE ESTERE

**Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano**

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

**Strumenti di misura**

Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston  
- General Radio - Sangamo Electric -  
Evershed & Vignoles - Tinalay Co.

**LARIR INTERNATIONAL - Milano**

Viale Premuda, 38/A

Tel. 780.730 - 795.762/3

**SILVERSTAR - Milano**

Via dei Gracchi, 20

Tel. 46.96.551

**SIPREL - Milano**

Via S. Sempliciano 2 - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valigie  
grammofoniche Suprovox

## STABILIZZATORI DI TENSIONE

**LARE - Cologno Monzese (Milano)**

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-239)

Laboratorio avvolgim. radio elettrico



## STRUMENTI DI MISURA

### BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8

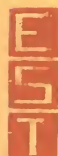
Telefono 542.051/2/3

### CHINAGLIA (Belluno)

Elettrocostruzioni s.a.s.

Via Tiziano Vecellio, 32

Tel. 25.102 - 22.148



**ELETTRONICA - STRUMENTI -  
TELECOMUNICAZIONI**

Via Vittorio Veneto

35109 TOMBOLO (Padova)

Costruz. Elettroniche Profess.

### I.C.E. - Milano

Via Rutilia, 19/18

Telefoni 531.554/5/6

**PRESTEL** s.r.l.

20154 - MILANO

Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

### SEB - Milano

Via Savona, 97

Telefono 470 054

### TES - Milano

Via Moscova, 40-7

Telefono 667.326

### UNA - OHM - START

Plasticopoli - Peschiera (Milano)

Tel. 9150424/425/426

### VORAX - Milano

Via G. Broggi, 13

Telefono 222.451

(entrata negozio da via G. Jan)

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.

Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

**È uscito:**

# SCHEMARIO TV

## 4<sup>a</sup> SERIE

con note di servizio e tavole a colori

Lire 6.500

**Acquistatelo!**

**Editrice IL ROSTRO - 20155 Milano - Via Monte||Generoso 6/a**



**Editrice IL ROSTRO**

20155 MILANO

Via Monte Generoso 6/a Tel. 321542 - 322793

**Listino provvisorio**

**SCHEMARIO TV**

I serie 1954 . . . L. 4.000	XIV serie 1962 . . . L. 4.000
II serie 1955 . . . » 4.000	XV serie 1962 . . . » 4.000
III serie 1956 . . . » 4.000	XVI serie 1963 . . . » 4.000
IV serie 1957 . . . » 4.000	XVII serie 1963 . . . » 4.000
V serie 1958 . . . » 4.000	XVIII serie 1963 . . . » 4.000
VI serie 1958 . . . » 4.000	XIX serie 1964 . . . » 4.000
VII serie 1959 . . . » 4.000	XX serie 1964 . . . » 4.000
VIII serie 1959 . . . » 4.000	XXI serie 1964 . . . » 4.000
IX serie 1960 . . . » 4.000	XXII serie 1965 . . . » 4.000
X serie 1960 . . . » 4.000	XXIII serie 1965 . . . » 4.000
XI serie 1961 . . . » 4.000	XXIV serie 1965 . . . » 4.000
XII serie 1961 . . . » 4.000	XXV serie 1965 . . . » 4.000
XIII serie 1962 . . . » 4.000	XXVI serie 1966 . . . » 4.000
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXVII serie 1966 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXVIII serie 1967 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXIX serie 1967 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXX serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXI serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXII serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXIII serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXIV serie 1968 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXV serie 1969 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXVI serie 1969 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXVII serie 1969 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXVIII serie 1970 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XXXIX serie 1970 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XL serie 1970 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XLI serie 1971 L. 6.500
SCHEMARIO TV (con note di servizio)	XLII serie 1971 L. 6.500
R. V. Gostrem - G. S. Sinovev	
DIODI TUNNEL . . . . . L. 2.500	
F. Ghersel	
LA TELEVISIONE A COLORI . . . . » 9.500	
A. Ferraro	
INTRODUZIONE ALLA TELEVISIONE A CO- LORI . . . . . » 7.000	
G. Kuhn	
SEMICONDUTTORI DI COMMUTAZIONE . . » 6.000	
A. Nicolich	
SCHEMARIO TVC (con note di servizio) . . » 13.000	
SCHEMARIO: RADIO-AUTORADIO-MANGIA- NASTRI A TRANSISTORI (con note di serv.) » 10.000	
CORSO DI TELEVISIONE A COLORI - 8 vo- lumi . . . . . » 24.000	
CORSO TV IN BIANCO E NERO 13 volumi) . . . . . cadauno » 3.000	
E. Grosso	
VIDEO SERVICE TVC . . . . . » 14.000	
C. Favilla	
GUIDA ALLA MESSA A PUNTO DEI RICEVI- TORI TV . . . . . » 2.500	
A. Haas	
MISURE ELETTRONICHE . . . . . » 4.500	
A. Nicolich e G. Nicolao	
ALTA FEDELTA' . . . . . » 7.000	
F. Ghersel	
I TRANSISTORI - Principi e applicazioni . » 11.000	
P. Soati	
AUTORADIO . . . . . » 5.200	
P. Nucci	
L'ELETTRONICA INDUSTRIALE... NON E' DIFFICILE . . . . . » 5.000	
A. Susini	
VADEMECUM DEL TECNICO ELETTRONICO » 3.800	

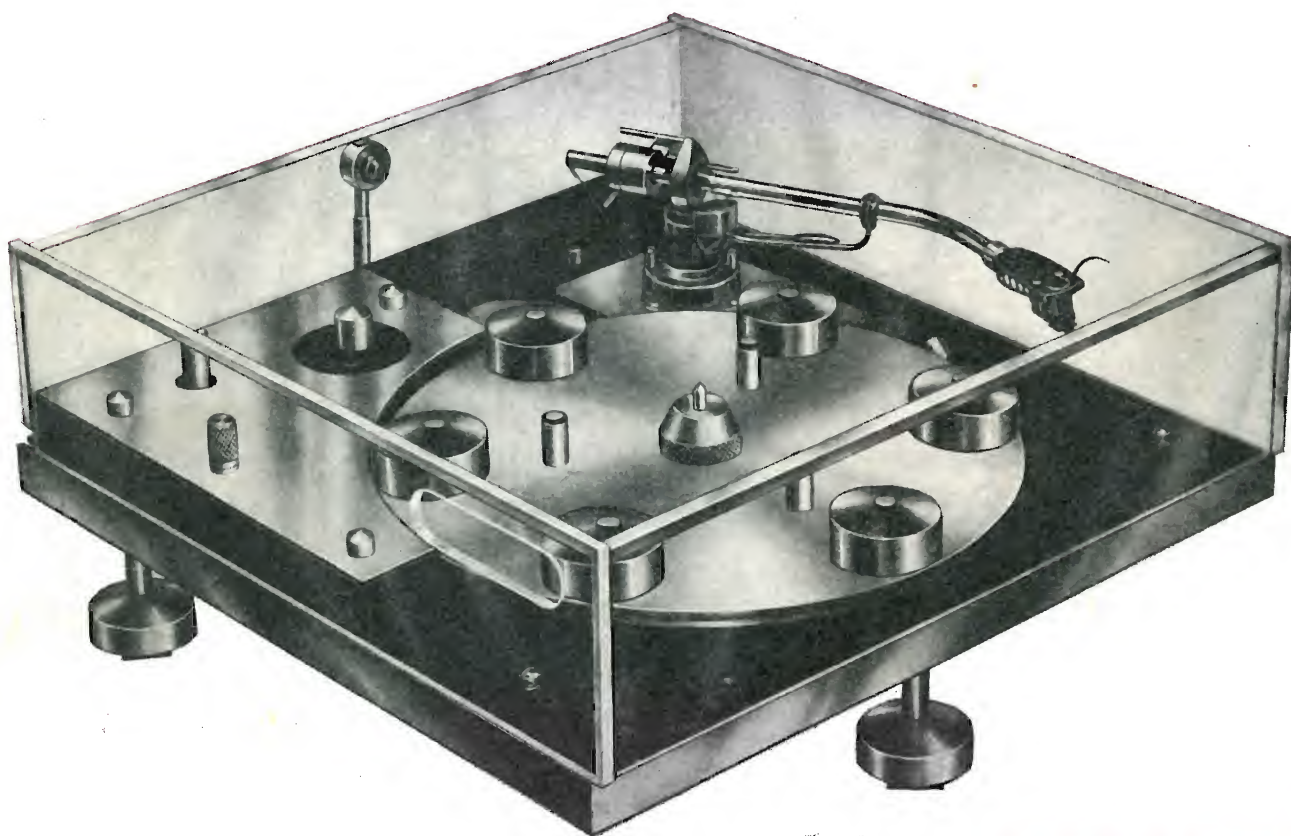
A. Nicolich	
LA RELATIVITA' DI ALBERT EINSTEIN . . » 500	
P. Soati	
TV - SERVIZIO TECNICO . . . . . » 3.800	
E. Aisberg	
IL TRANSISTORE ? è una cosa semplicissima . . . . . » 1.900	
G. Kuhn	
MANUALE DEI TRANSISTORI - Vol. 1° . . » 2.500	
Vol. 2° . . » 2.500	
D. Pellegrino	
TRASFORMATORI . . . . . L. 2.500	
A. Colella	
DIZIONARIO ITALIANO-INGLESE e INGLE- SE-ITALIANO . . . . . » 9.000	
V. Banfi, M. Lombardi	
PROBLEMI DI RADIO ELETTRONICA . . » 3.300	
P. Soati	
LE RADIOCOMUNICAZIONI . . . . . » 2.600	
F. Fiandaca	
DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA TEDE- SCO-ITALIANO . . . . . » 6.000	
A. Nicolich	
LA SINCRONIZZAZIONE DELL'IMMAGINE IN TELEVISIONE . . . . . » 3.300	
A. Niutta	
TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI A GRANDE DISTANZA . . . . . » 4.800	
G. Mannino Patanè	
ELEMENTI DI TRIGONOMETRIA PIANA . . » 500	
D. Pellegrino	
BOBINE PER BASSE FREQUENZE . . . » 500	
P. Soati	
CORSO PRATICO DI RADIOCOMUNICA- ZIONI . . . . . » 350	
G. Termini	
INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI nella struttura e nelle parti dei moderni ricevi- tori . . . . . » 500	
G. Nicolao	
LA TECNICA DELLA STEREOFONIA . . » 2.300	
H. Schreiber	
TRANSISTORI . . . . . » 1.500	
N. Callegari	
RADIOTECNICA PER IL LABORATORIO . » 3.000	
A. Six	
RIPARARE UN TV? E' UNA COSA SEM- PLICISSIMA . . . . . » 2.500	
H. G. Mende	
RADAR . . . . . » 650	
P. Soati	
METEOROLOGIA . . . . . » 350	
A. Pisciotta	
PRONTUARIO ZOCCOLI VALVOLE EURO- PEE . . . . . » 1.000	
A. Marino	
CORSO DI TECNICA FRIGORIFERA . . » 5.800	
<b>COLLANA DI RADIOTECNICA</b>	
di R. Wigand e H. Grossman . . . L. 3.000	
<b>COLLANA DI TRASMISSIONE E RICEZIONE</b>	
<b>DELLE ONDE CORTE E ULTRACORTE</b>	
di R. Wigand e H. Grossmann . . » 3.800	



# THE TRANSCRIPTORS

## IDRAULIC PROFESSIONAL TURNTABLE

MADE IN ENGLAND



**Il giradischi professionale  
per una nuova e vera**

**HI-FI**

Il giradischi TRANSCRIPTORS rappresenta quanto di più moderno, nuovo e rivoluzionario il mercato può offrire all'amatore esigente della musica riprodotta in alta fedeltà. Infatti il TRANSCRIPTORS costituisce una svolta nel settore dei giradischi professionali, in quanto risolve brillantemente tutti i problemi di rumore

(Rumble) e fluttuazione che costituiscono un handicap nella maggior parte dell'attuale produzione in questo settore.

Inoltre questa unità viene fornita completa di braccio SME modello 3009/II da 12", considerato uno dei migliori bracci esistenti sul mercato mondiale.

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO

**LARIR** International s.p.a.

\*

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30

**TELEVISORE**

**TRIPLEX**

**Mod. 9705 - 9764 Sintesi**

